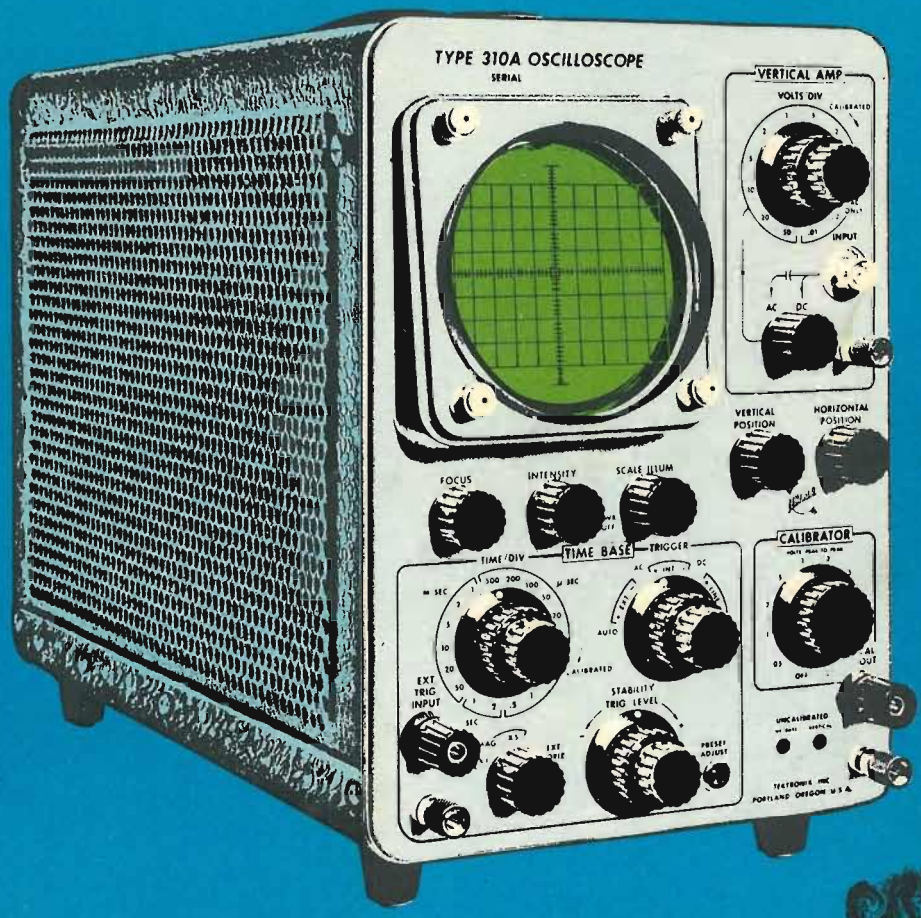
Mario Martini Gianni Zanarini

Misure elettroniche e radioelettroniche



Zanichelli Bologna

5 Collana di testi di elettronica diretta dal Prof. Alessandro Alberigi Quaranta.

Mario Martini Gianni Zanarini

Misure elettroniche e radioelettroniche

Zanichelli Bologna

L'editore adempiuti i doveri eserciterà i diritti sanciti dalle leggi

"Steb" - Bologna, via Stalingrado, 13 - IX-1966

Collana di testi di elettronica
diretta dal Prof. Alessandro Alberigi Quaranta

1. Alessandro Alberigi Quaranta Bruno Righini Brunello Rispoli
   Elementi di Elettronica generale (primo volume del *Corso di Elettronica Generale*).

2. Alessandro Alberigi Quaranta Bruno Righini Brunello Rispoli
   Elettronica dei transienti (secondo volume del *Corso di Elettronica Generale*).

3. Antonio Massarotti Mario Puglisi
   Elementi di Radiotecnica

4. Sergio Barabaschi Renzo Tasselli
   Elementi di servomeccanismi e controlli

5. Mario Martini Gianni Zanarini
   Misure elettroniche e radioelettroniche

Prefazione

Il presente volume ha lo scopo di fornire quelle nozioni di strumentazione e di teoria delle misure elettroniche e radioelettroniche che sono di indispensabile complemento agli argomenti trattati negli altri volumi della collana.

Questo fatto è reso necessario sia dal particolare carattere applicativo dell'elettronica che dalla natura dei compiti che il tecnico deve affrontare nella sua attività professionale.

Il volume pertanto, mentre contiene la materia prevista dai programmi ministeriali per gli Istituti Tecnici Industriali, non manca di trattare anche quegli strumenti e quelle tecniche di misura più avanzate che si vanno sempre più diffondendo nei laboratori scientifici e industriali.

Naturalmente non pretendiamo di fornire in così breve spazio una trattazione completa e sistematica della materia, quale si può trovare in molti testi classici di livello universitario (basti citare il volume 'Electronic Measurements' di F. E. Terman, edito da MacGrawHill, e il recente 'Handbook of Electronic Measurements' del Politechnic Institute of Brooklin); osiamo però sperare che attraverso le scelte da noi effettuate si sia raggiunto lo scopo di mettere in grado il lettore di inserirsi con buona preparazione nella pratica professionale.

Ci è grato a questo punto ringraziare tutti coloro che ci hanno aiutati coi loro utili consigli e suggerimenti: tra essi ricordiamo in particolare il

Prof. Alessandro Alberigi Quaranta, direttore della presente collana, il Prof. Ing. Stefano Basile e il Prof. Ing. Mario Puglisi. Un particolare ringraziamento va poi alle ditte costruttrici e rappresentanti degli strumenti descritti nel corso del volume per averci fornito l'indispensabile materiale illustrativo.

Indice

1
Considerazioni generali

1 **1.1 Generalità sulla misura e sugli errori**

4 **1.2 Considerazioni sui dispositivi di lettura**

2
Misure di tensione, di corrente e di potenza

6 **2.1 Valore medio, valore efficace, valore picco a picco di una grandezza**

7 2.1.1 Considerazioni sulla risposta dei vari tipi di strumenti di misura
8 2.1.2 Unità di misura della corrente, della tensione e della potenza. Unità logaritmiche

10 **2.2 Misure di corrente**

10 2.2.1 Il galvanometro a bobina mobile
12 2.2.2 Il galvanometro a bobina mobile usato come misuratore di corrente continua
13 2.2.3 Galvanometri a bobina mobile per misure di correnti molto deboli
14 2.2.4 Galvanometri a vibrazione

15 2.2.5 Lo strumento elettrodinamico
17 2.2.6 Gli amperometri a ferro mobile
18 2.2.7 Gli amperometri a filo caldo
18 2.2.8 Gli strumenti a termocoppia
19 2.2.9 Gli strumenti a rettificatore
20 2.2.10 Misure di corrente con strumenti misuratori opportunamente modificati

21 **2.3 Misure di tensione**

21 2.3.1 I voltmetri elettrostatici e gli elettrometri
24 2.3.2 Misure di tensione con strumenti misuratori di corrente opportunamente modificati
24 2.3.3 Misure di tensione potenziometriche
25 2.3.4 I voltmetri elettronici
28 2.3.5 Voltmetri differenziali
29 2.3.6 Voltmetri numerici

31 **2.4 Misure di potenza**

31 2.4.1 Misure di potenza in continua
32 2.4.2 Wattmetri elettrodinamici
34 2.4.3 Alcuni metodi semplici di misura della potenza ad audiofrequenza
35 2.4.4 Misuratori di potenza di uscita
36 2.4.5 Wattmetri ad assorbimento
36 2.4.6 Metodi bolometrici
37 2.4.7 Altri metodi di misura della potenza a R.F.
39 2.4.8 Misuratori del fattore di potenza

40 **2.5 Sonde per VTVM**

40 2.5.1 Introduzione
40 2.5.3 Sonde per alta tensione
41 2.5.4 Sonde per misure del valore picco a picco della tensione

46 **2.6 Caratteristiche complete di due strumenti per la misura della corrente e della tensione**

46 **2.7 Esercizi**

3
Oscilloscopi e registratori grafici

47 **3.1 Introduzione**

48 **3.2 Gli oscilloscopi a raggi catodici**

48 3.2.1 I principi di funzionamento
49 3.2.2 Vari tipi di oscilloscopi
49 3.2.3 Schema a blocchi e descrizione del funzionamento di un oscilloscopio
51 3.2.4 Caratteristiche di un oscilloscopio
53 3.2.5 Oscilloscopi con caratteristiche particolari
53 3.2.6 Gli oscilloscopi campionatori
55 3.2.7 Sonde per oscilloscopi

57 **3.3 Gli oscillografi ed i registratori tipo « XY »**

57 3.3.1 Gli oscillografi
58 3.3.2 I registratori tipo « XY »

59 **3.4 Caratteristiche complete di due oscilloscopi**

64 **3.5 Esercizi**

4
Misure sui componenti passivi

65 **4.1 Misure di resistenza**

65 4.1.1 Metodo diretto
66 4.1.2 Ohmetri
68 4.1.3 Metodo di sostituzione
68 4.1.4 Metodo di zero

70 **4.2 Misure di induttanza e capacità**

70 4.2.1 Generalità sui metodi di misura
74 4.2.2 Misure di induttanza, induttanza incrementale e mutua induttanza
78 4.2.3 Misure di capacità

80 **4.3 Campioni di reattanza e di resistenza**

80 4.3.1 Campioni di capacità
81 4.3.2 Campioni di induttanza
82 4.3.3 Campioni di resistenza

83 **4.4 Misure sui cavi coassiali**

84 **4.5 Descrizione di alcuni strumenti di misura**

89 **4.6 Esercizi**

5
Misure sui componenti attivi

91 **5.1 Misure sui diodi a vuoto e a semiconduttore**

91 5.1.1 Rilevazione delle caratteristiche statiche
92 5.1.2 Capacità parassite

92 **5.2 Misure sui tubi ad una o più griglie**

92 5.2.1 Rilevazione delle caratteristiche statiche
94 5.2.2 Misure di emissione
94 5.2.3 Capacità parassite

95 **5.3 Misure sui transistori**

95 5.3.1 Rilevazione delle caratteristiche statiche
97 5.3.2 Misure dei parametri del circuito equivalente

99 **5.4 Metodo oscilloscopico di rilevazione delle caratteristiche**

100 **5.5 Descrizione di uno strumento di misura**

103 **5.6 Esercizi**

6
Misure di frequenza, di tempo, di fase e di modulazione. Analisi armonica

105 **6.1 Misure di frequenza**

105 6.1.1 Campioni di frequenza
106 6.1.2 Frequenzimetri
107 6.1.3 Metodi di misura oscilloscopici
109 6.1.4 Misure con ponti
110 6.1.5 Frequenzimetri elettronici
111 6.1.6 Metodi di conteggio
112 6.1.7 Metodo dei battimenti
114 6.1.8 Misura di radiofrequenze

115 **6.2 Misure di tempo**

115 6.2.1 Generalità
116 6.2.2 Metodo voltmetrico
116 6.2.3 Metodo oscilloscopico
117 6.2.4 Metodo numerico

118 **6.3 Misure di fase**

118 6.3.1 Generalità
118 6.3.2 Metodo oscilloscopico
120 6.3.3 Metodo delle onde quadre
121 6.3.4 Metodo numerico
122 6.3.5 Altri metodi di misura

122 **6.4 Misure di profondità di modulazione**

122 6.4.1 Modulazione di ampiezza
124 6.4.2 Modulazione di frequenza

125 **6.5 Analisi armonica**

125 6.5.1 Generalità
126 6.5.2 Strumenti di misura
126 6.5.3 Misure sugli amplificatori

128 **6.6 Descrizione di alcuni strumenti di misura**

131 **6.7 Esercizi**

7
Generatori di segnali

133 **7.1 Generatori di segnali sinusoidali**

133 7.1.1 Generalità
133 7.1.2 Caratteristiche principali

135 **7.2 Generatori di impulsi**

135 7.2.1 Generalità
136 7.2.2 Principi di funzionamento
137 7.2.3 Parametri caratteristici

139 **7.3 Generatori speciali**

139 **7.4 Descrizione di alcuni strumenti**

143 **7.5 Esercizi**

144 **Appendice - Norme C.E.I.**

1

Considerazioni generali

1.1 Generalità sulla misura e sugli errori

La misura di una grandezza elettrica viene generalmente eseguita per mezzo di strumenti, ossia di dispositivi che di tale grandezza sfruttano una particolare proprietà. Non sempre ciò che viene misurato è la grandezza elettrica in questione, ma può anche essere qualche cosa che alla grandezza stessa è legata in modo noto.

La deviazione di un indice o di una macchia luminosa su una scala, o lo spostamento della macchia luminosa prodotta dal pennello elettronico sullo schermo di un oscilloscopio a raggi catodici sono tra i metodi più comuni impiegati negli strumenti per indicare il valore delle grandezze misurate; a volte, negli strumenti cosiddetti numerici, il valore delle grandezze misurate viene invece fornito direttamente sotto forma di numero da appositi tubi elettronici.

Se ammettiamo l'ipotesi, del resto molto naturale, che ad ogni grandezza fisica sia associabile un numero che ne esprime il valore vero, possiamo affermare che i risultati dei nostri procedimenti di misura, proprio perché tali procedimenti sono reali e non puramente ideali, non coincidono col valore vero della grandezza.

Dobbiamo dunque sempre tenere presente che i valori numerici che noi otteniamo effettuando una misura contengono un errore di cui non possiamo conoscere il valore esatto; possiamo tuttavia esaminare le possibili cause di errore e cercare di determinare l'ordine di grandezza dell'errore che si commette in una singola misura.

Un apparato di misura è sempre costituito di due elementi fondamentali: gli strumenti di misura e l'operatore; tutti e due sono possibili sor-

genti di errore e, anzi, il contributo dell'operatore non va sottovalutato. L'*accuratezza* di una misura dipende infatti dalla capacità dello sperimentatore di evitare *errori sistematici* (errori cioè che si ripetono ogni volta che la misura viene eseguita), quali ad esempio gli errori di parallasse nella lettura, oltre che dalla assenza di errori sistematici introdotti dagli strumenti di misura (ad esempio gli errori di calibrazione).

La *precisione* di una misura, a sua volta, è legata agli *errori casuali* che lo sperimentatore può compiere (ad esempio, gli errori di valutazione della posizione di un indice su una scala graduata) non meno che agli errori casuali dovuti, per esempio, alle fluttuazioni delle condizioni sperimentali (variazioni di temperatura, ecc.).

Benché attraverso una analisi critica del procedimento di misura sia spesso possibile ridurre notevolmente gli errori sistematici, ci si deve aspettare che, a causa degli inevitabili errori casuali, i risultati di successive operazioni di misura eseguite sulla stessa grandezza con la stessa disposizione sperimentale siano in generale diversi tra loro. Pur non avendo nessuna ragione per scegliere come risultato della misura uno dei valori trovati, non dobbiamo dimenticare che alcuni di essi sono più vicini degli altri al valore vero (che d'altra parte, come si è detto, non conosciamo); è quindi opportuno scegliere come risultato una combinazione dei valori trovati la quale, pur non essendo necessariamente più vicina al valore vero di ciascuno dei valori trovati, renda improbabile la possibilità di cadere nel caso più sfavorevole, il che potrebbe avvenire scegliendo a caso uno dei valori sperimentali.

Come combinazione di questo genere possiamo assumere la media aritmetica dei valori ottenuti, la quale, indicando con x_i ($i = 1, 2, \ldots, N$) i risultati delle N misure eseguite, è definita dalla relazione:

$$\bar{X} = \frac{1}{N} \sum_1^N{}_i x_i \,. \tag{1.1.1}$$

Se definiamo scarto i-esimo la quantità $\xi_i = x_i - \bar{X}$, una valutazione dell'errore σ_q che si commette assumendo come valore della grandezza in questione il valore medio dei risultati ottenuti effettuando N misure nelle stesse condizioni è data dalla relazione:

$$\sigma_q = \sqrt{\frac{\sum_1^N{}_i \xi_i^2}{N(N-1)}} \,. \tag{1.1.2}$$

Questa espressione, che non è qui il caso di giustificare, vale soltanto qualora gli errori di misura siano unicamente casuali.

Il fatto di conoscere l'ordine di grandezza dell'indeterminazione sul valore medio, che noi assumiamo come risultato della misura, ha tra l'altro la conseguenza pratica di limitare il numero di cifre significative del numero che esprime il valore medio stesso: esso deve cioè essere calcolato con una precisione non superiore a quella definita dall'errore espresso palla (1.1.2).

D'altra parte è bene notare che anche i valori x_i risultanti dai singoli procedimenti di misura non sono noti con un numero arbitrariamente grande di cifre significative, poiché vi è un limite ben preciso il quale, negli strumenti ad equipaggio mobile, può venire identificato con la *sensibilità di lettura*, cioè col più piccolo spostamento dell'indice apprezzabile sulla scala.

Quanto è stato detto finora sul valore medio vale naturalmente nell'ipotesi che gli errori casuali superino la sensibilità di lettura; in caso contrario tutti i valori x_i risultano eguali tra loro (nei limiti della sensibilità di lettura) ed eguali a un valore x_0, che si assume quindi come risultato della misura, mentre l'errore è dato dalla sensibilità di lettura della scala.

Nel caso di una *misura indiretta*, cioè nel caso in cui la grandezza A di cui interessa il valore sia legata dalla relazione $A = f(B_1, B_2, \ldots B_n)$ alle grandezze misurabili $B_1, B_2, \ldots B_n$, se gli errori su $B_1, B_2, \ldots B_n$ sono puramente casuali e superano la sensibilità di lettura degli strumenti usati nelle rispettive misure, si ha

$$\sigma_{qA} = \sqrt{\Sigma_i \sigma_{qB_i} C_i^2} \tag{1.1.3}$$

dove σ_{qA} è l'errore risultante su A, σ_{qi} $(i = 1, 2, \ldots n)$ sono gli errori su $B_1, B_2, \ldots B_n$ definiti dalla (1.1.2) e C_i sono opportuni coefficienti [1].

Anche in questo caso come risultato della misura si assume il valore medio $\overline{A} = f(\overline{B}_1, \overline{B}_2, \ldots \overline{B}_n)$ ottenuto sostituendo nella relazione i valori medi delle grandezze indipendenti.

Se gli errori casuali nella misura di $B_1, B_2, \ldots B_n$ non superano la sensibilità degli strumenti impiegati, la formula che dà l'ordine di grandezza dell'errore su A diviene:

$$\Delta A = \Sigma_i \mid C_i \mid \Delta B_i \tag{1.1.4}$$

dove ΔA è l'errore su A (usiamo simboli diversi per distinguere i due casi) e ΔB_i $(i = 1, 2, \ldots n)$ sono gli errori sulle grandezze $B_1, B_2, \ldots B_n$. Va notato che in una buona misura tutti i termini della somma (1.1.4) debbono essere dello stesso ordine di grandezza.

Accanto all'*errore assoluto* di cui si è finora parlato e che ha le stesse dimensioni della grandezza fisica alla quale si riferisce, si introduce spesso l'*errore relativo* o *percentuale*, definito come $\frac{\Delta A}{A}$, che è evidentemente

---

[1] I coefficienti C_i sono le derivate parziali della funzione f rispetto alle variabili B_i. La derivata parziale di una funzione $f(x_1, x_2, \ldots, x_n)$ fatta, ad esempio, rispetto ad x_1, coincide con la derivata ordinaria rispetto ad x_1 quando le variabili $x_2 \ldots x_n$ si considerino costanti. Esempio: se $f = x_1^2 + x_2^2 + x_1 x_2$, si ha $\frac{\partial f}{\partial x_1} = 2x_1 + x_2$ e $\frac{\partial f}{\partial x_2} = 2x_2 + x_1$.

un numero puro e si ottiene dividendo l'errore assoluto per il valore che si assume per la grandezza in questione.

In casi semplici è possibile ricavare direttamente l'errore relativo: se ad esempio la funzione $f(B_1, B_2, \ldots B_n)$ è del tipo $B_1^{\alpha} B_2^{\beta} \ldots B_n^{\nu}$ si ha

$$\frac{\Delta A}{A} = \alpha \left| \frac{\Delta B_1}{B_1} \right| + \beta \left| \frac{\Delta B_2}{B_2} \right| + \ldots + \nu \left| \frac{\Delta B_n}{B_n} \right| \qquad (1.1.5)$$

col solito significato dei simboli.

1.2 Considerazioni sui dispositivi di lettura

Gli strumenti di misura elettrici ed elettronici sono assai spesso dispositivi che mettono in corrispondenza i diversi valori della grandezza misurata cogli spostamenti di un indice su una scala graduata, cosicché in definitiva si tratta di misurare direttamente angoli o lunghezze.

Ad esempio, in molti strumenti costituiti da una parte fissa, alla quale viene applicata una scala, ed una parte mobile, alla quale viene applicato un indice, il valore della grandezza misurata è proporzionale alla deflessione dell'indice, e quindi all'angolo tra la sua posizione in condizioni di riposo e quella che esso assume quando viene eseguita la misura (vedi fig. 1.2.1). Nel caso di fig. 1.2.1 si ha evidentemente $L = \vartheta R$ (se ϑ viene misurato in radianti). Il valore della grandezza G che si misura è proporzionale a ϑ e quindi anche a L. L'errore relativo (cfr. paragrafo precedente) nella misura di G introdotto dallo sperimentatore nella lettura [1] risulta

$$\frac{\Delta G}{G} = \frac{\Delta \vartheta}{\vartheta} = \frac{\Delta L}{L} = \frac{\Delta L}{\vartheta R} . \qquad (1.2.1)$$

Quindi, se, ad esempio, la lettura sulla scala viene eseguita con un errore $|\Delta L|_{\varepsilon} = 0{,}5$ mm ed è $R = 1$ cm, per uno spostamento angolare di 0,5 rad (circa 33°) si ha

$$\frac{\Delta G}{G} = \frac{\Delta L}{L} = 0{,}5 \cdot \frac{0{,}5}{100} = 2{,}5 \text{ }^{0}/_{00}$$

---

[1] Oltre a questo errore vi è, naturalmente, quello introdotto dallo strumento stesso, il quale viene però indicato dal costruttore.

Un notevole miglioramento può ottenersi sostituendo all'ago indicatore uno specchietto che rifletta la luce di una lampada su un apposito schermo graduato (fig. 2.2.3).

Il vantaggio di questa disposizione consiste evidentemente nel fatto che il fascio di raggi luminosi riflessi dallo specchietto è assimilabile ad un indice particolarmente lungo.

Nella lettura dell'indicazione fornita da un indice è particolarmente importante evitare errori di parallasse; un certo miglioramento a questo proposito è ottenibile se l'indice è « a coltello » (1) e la scala graduata è munita di uno specchio.

Una particolare attenzione nell'evitare errori di parallasse va anche usata ad es. nel rilievo delle caratteristiche di segnali mediante oscilloscopi a raggi catodici (cap. 3). In molti strumenti di questo genere infatti il tracciato luminoso disegnato sullo schermo del tubo a raggi catodici dal fascio elettronico viene osservato dietro un reticolo inciso su una lastra di vetro posta a contatto con lo schermo stesso: l'errore di parallasse viene introdotto dal fatto che la lastra non è rigorosamente in contatto con lo schermo. Va infine notato che, mentre un errore di lettura da parte dello sperimentatore è inevitabile in tutti gli strumenti di tipo analogico (cioè in quegli strumenti che riconducono la misura della grandezza in esame ad una misura di lunghezza), negli strumenti di tipo numerico (cioè capaci di fornire una indicazione in cifre del valore cercato) non è possibile alcun errore da parte di un attento osservatore; resta quindi soltanto l'errore dovuto allo strumento stesso.

---

(1) L'indice si dice « a coltello » se la sua sezione secondo un piano parallelo a quello della scala è estremamente sottile.

2

Misure di tensione, di corrente e di potenza

2.1 Introduzione

2.1.1 Valore medio, valore efficace, valore picco a picco di una grandezza [1]

Consideriamo una qualunque grandezza G, che sia una funzione periodica del tempo t con periodo T. Questo vuol dire che è sempre verificata l'uguaglianza $G(t) = G(t + T)$ [2].

Si definisce « valore medio » $\overline{G}$ di G l'integrale

$$\overline{G} = \frac{1}{T}\int_0^T G(t)dt \qquad (2.1.1.1)$$

e « valore quadratico medio » o « valore efficace » G_{eff}, l'espressione

$$G_{eff} = \frac{1}{T}\int_0^T G^2(t)dt\,. \qquad (2.1.1.2)$$

Il valore quadratico medio, in genere diverso dal valor medio, ha il vantaggio rispetto a quest'ultimo di essere nullo solo per grandezze identicamente nulle. Così ad esempio, nel caso di un segnale di tensione sinusoidale, il valor medio, chiaramente nullo, non dà alcuna informazione

---

[1] Per una trattazione su questo argomento che vada oltre i limiti di questi brevi richiami cfr.: Mario Pezzi, *Elettrotecnica generale*, Zanichelli, Bologna, cap. 5.1.

[2] Nella fig. 2.1.1.1 sono riportati alcuni esempi di funzioni periodiche.

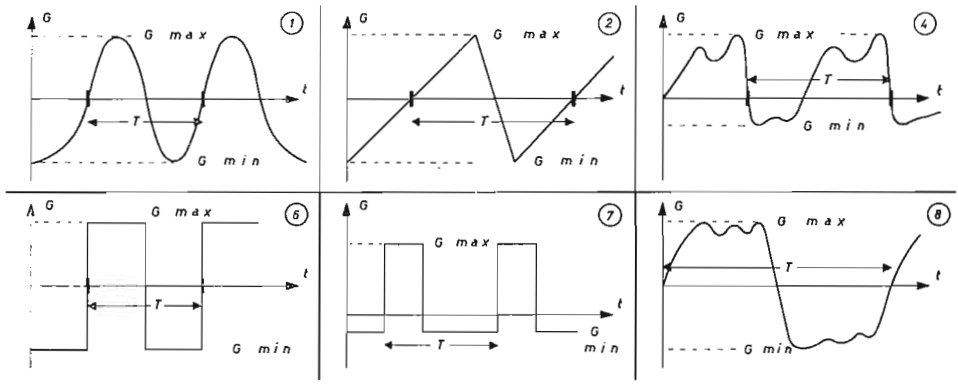


Fig. 2.1.1.1 Alcuni esempi di funzioni periodiche.

sull'ampiezza dell'oscillazione G_{max} (v. fig. 2.1.1.1), mentre il valore quadratico medio, come è noto, è pari a $\frac{1}{\sqrt{2}} G_{max}$.

Si definisce inoltre « valore di picco » il valore massimo G_{max} e « valore picco a picco » $|G_{max}| + |G_{min}|$ (v. fig. 2.1.1.1).

Infine, con l'espressione « valore istantaneo all'istante t_1 di $G(t)$ » si intende chiaramente $G(t_1)$.

2.1.2 Considerazioni sulla risposta dei vari tipi di strumenti di misura

Gli strumenti di misura di corrente, tensione e potenza risultano classificati in varie categorie a seconda del tipo di indicazione da essi fornito (1). Si può notare in linea del tutto generale, che:

a) quando si vuole misurare una grandezza elettrica che non è funzione periodica del tempo, l'impiego di strumenti capaci di misurare il valore istantaneo risulta pressoché inevitabile (ad. es analisi delle caratteristiche di un transiente di tensione o di corrente (cfr. 1.1.1.2) (2).

b) le misure di valore di picco o di valore picco a picco si ottengono con lievi modifiche dagli strumenti che misurano il valor medio (v. 2.5.4).

c) le scale della maggior parte dei misuratori di tensione o corrente alternata, qualunque sia la legge di risposta dello strumento (3), sono

(1) Il presente capitolo 2 non tratta gli strumenti che forniscono indicazioni sul valore istantaneo. Essi sono l'argomento di un capitolo intero (cap. 3).

(2) Indicheremo anche in seguito con i numeri **1**, **2** e **3** i primi tre volumi della collana.

(3) Per es. in un misuratore di corrente o tensione la legge di risposta si dice lineare se la deflessione dell'ago indicatore è proporzionale alla prima potenza della corrente o tensione che si misura; quadratica se la deflessione è proporzionale alla seconda potenza della corrente o della tensione.

calibrate in termini di valore efficace di una tensione o corrente sinusoidale. Se la forma d'onda del segnale che si misura non è sinusoidale l'indicazione fornita dallo strumento non è più il valore efficace.

Risulta pertanto necessario volta per volta modificare l'indicazione ottenuta moltiplicandola per un opportuno fattore di correzione che dipende dalla forma d'onda del segnale che si misura.

Questo fattore può ricavarsi matematicamente se si conosce la forma d'onda del segnale, e si trova già calcolato nella letteratura per le forme d'onda più semplici ([4]).

2.1.3 Unità di misura della corrente, della tensione e della potenza. Unità logaritmiche

Nel presente volume viene adottato il sistema Giorgi, universalmente diffuso nella tecnica.

In questo sistema le unità di misura della corrente, della tensione e della potenza sono rispettivamente l'ampère, il volt ed il watt.

Si definisce come ampère internazionale l'intensità di quella corrente costante che determina al catodo di un voltametro al nitrato di argento il deposito di $1{,}118 \times 10^{-6}$ Kg d'argento al secondo ([1]).

Si definisce come volt la frazione 1/1,01865 della f.e.m. sviluppata a 20° C da una particolare pila campione detta elemento normale Weston usata a circuito aperto.

Si definisce come watt la frazione $\frac{1 \text{ Joule}}{1 \text{ sec}}$ che si può dimostrare essere uguale al prodotto 1 volt $\times$ 1 ampère.

Il watt è quindi la potenza che una corrente costante di intensità pari a 1 ampère dissipa tra due punti tra i quali esiste la differenza di potenziale di un volt.

Sono molto in uso le seguenti indicazioni abbreviate per i multipli ed i sottomultipli delle grandezze sopra definite.

Se G è una qualunque di esse:

$$
\begin{aligned}
1 \ MG &= 10^{6} \ G \\
1 \ KG &= 10^{3} \ G \\
1 \ mG &= 10^{-3} \ G \\
1 \ \mu G &= 10^{-6} \ G \\
1 \ nG &= 10^{-9} \ G \\
1 \ pG &= 10^{-12} G
\end{aligned}
$$

([1]) V. ad es. « Handbook of Electronic Measurements ». *Politechnic Press of the Polytechnic Institute of Brooklyn*, pp. 2-14 2-15.

([2]) Per ciò che concerne la relazione tra l'ampère internazionale ed il cosiddetto ampère assoluto si veda ad es. M. Pezzi, *Elettrotecnica Generale*, Bologna, Zanichelli, 1964, pag. 647.

Va inoltre notato che sono largamente usate anche le cosiddette « unità logaritmiche », chiamate « Bel » « Decibel », e « Neper ». Queste sono in realtà unità di rapporto, ossia esprimono in forma logaritmica il rapporto fra due grandezze omogenee. Se indichiamo con P_1 la potenza reale che entra in una rete elettrica e con P_2 la potenza reale dissipata sul carico, supponendo che sia $P_1 < P_2$ (rete attiva) il guadagno in potenza G viene definito nel modo seguente:

$$G = lg_{10} \frac{P_2}{P_1} \quad \text{guadagno in Bel}$$

$$G = 10\ lg_{10} \frac{P_2}{P_1} \quad \text{guadagno in Decibel}$$

$$G = 1/2\ ln_e \frac{P_2}{P_1} \quad \text{guadagno in Neper}.$$

Nel caso in cui si abbia $P_2 < P_1$ (rete reale passiva), si definisce una attenuazione A in luogo del guadagno G, in modo perfettamente analogo.

Se le potenze in questione vengono fornite su uno stesso carico, di tipo puramente resistivo, si ha:

$$P_1 = \frac{V_1^2}{2R} = \frac{RI_1^2}{2}\ ; \qquad P_2 = \frac{V_2^2}{2R} = \frac{R}{2} I_2^2$$

e quindi il guadagno G, espresso in decibel (il decibel è, fra le tre, l'unità più usata), ha il valore:

$$G = 10\ lg_{10} \frac{P_2}{P_1} = 10\ lg_{10} \frac{V_2^2}{V_1^2} = 20\ lg_{10} \frac{V_2}{V_1}$$

e si ha anche:

$$G = 10\ lg_{10} \frac{P_2}{P_1} = 10\ lg_{10} \frac{I_2}{I_1^2} = 20\ lg_{10} \frac{I_2}{I_1}$$

È quindi evidente che il decibel può servire anche, ad esempio, ad esprimere il guadagno in tensione di un amplificatore le cui impedenze di ingresso e di carico siano uguali e puramente resistive. In realtà è abbastanza diffusa l'usanza, formalmente scorretta, di generalizzare questa espressione del guadagno anche al caso di circuiti che non verifichino le predette condizioni.

Va infine notato che in radiotecnica il decibel viene spesso usato come unità di misura della potenza sottointendendo di considerare il rapporto fra la potenza in questione e la potenza standard di 1 mw.

Tabella 2.1.3. *Il rapporto di potenza, tensione, o corrente espresso in Decibel ed in Neper.*

Decibel	*Neper*	*Rapporto di potenza*	*Rapporto tra tens. o tra correnti*
1	0,115	1,259	1,122
2	0,230	1,585	1,259
3	0,345	1,995	1,413
4	0,461	2,512	1,585
5	0,576	3,162	1,778
6	0,691	3,981	1,995
7	0,806	5,012	2,239
8	0,921	6,310	2,512
9	1,036	7,943	2,818
10	1,151	10	3,162
15	1,727	31,623	5,623
20	2,303	10^2	10
30	3,454	10^3	31,623
40	4,605	10^4	10^2
50	5,756	10^5	316,23
100	11,513	10^{10}	10^5

2.2 Misure di corrente

2.2.1 Il galvanometro a bobina mobile [1]

Il galvanometro a bobina mobile è, in sé, un misuratore di corrente con legge di risposta lineare, ma costituisce lo strumento di misura fondamentale usato nella maggior parte dei misuratori di corrente, tensione e resistenza in commercio.

---

[1] Il galvanometro a bobina mobile è anche detto « galvanometro di d'Arsonval ».

Il principio di funzionamento del galvanometro a bobina mobile è molto semplice.

Una bobina mobile piatta viene sospesa tra le espansioni polari cilindriche di un magnete permanente (fig. 2.2.1.1). La bobina viene così a

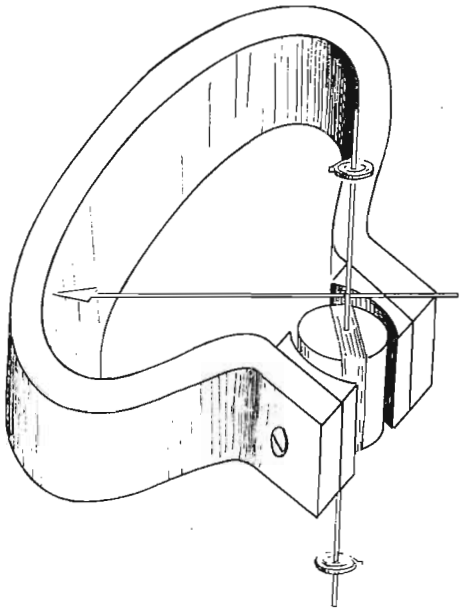


Fig. 2.2.1.1 Disposizione dei componenti fondamentali in un galvanometro a bobina mobile.

trovarsi in un campo magnetico approssimativamente costante e diretto ortogonalmente al suo asse di rotazione ed è tenuta ferma da due molle a spirale.

Quando una corrente continua i viene inviata nella bobina, la coppia dovuta all'azione del campo sul momento magnetico creato dalla corrente tende a fare ruotare la bobina stessa. All'equilibrio questa coppia è bilanciata dalla coppia elastica generata dalle molle a spirale, e si ha

$$K\varphi_i = \Phi i \qquad (2.2.1.1)$$

dove

$\frac{K}{2}$ = costante elastica di torsione delle molle a spirale.

φ_i = angolo tra il piano della bobina percorsa dalla corrente i ed il piano della bobina in condizione di riposo.

Φ = flusso magnetico concatenato con la bobina stessa.

Se S è la superficie della bobina, B è il valore costante del campo dell'induzione magnetica, ed n è il numero delle spire, si ha

$$\Phi = nSB\,. \qquad (2.2.1.2)$$

La sensibilità dello strumento è chiaramente determinata dalla intensità della corrente i_o necessaria perché l'ago indicatore, connesso solidamente con la bobina, vada a fondo scala.

Fissata la tensione standard di riferimento di 1 Volt, la sensibilità S è data dall'espressione

$$S = \frac{1 \text{ Volt}}{i_o} \qquad (2.2.1.3)$$

e si esprime in « ohm per Volt ».

La maggior parte dei galvanometri incorporati negli strumenti di misura di corrente tensione e resistenza (« multimetri ») in commercio, ha una i_0 compresa tra 50 μA e 1 mA, corrispondente evidentemente ad una sensibilità compresa tra 20.000 e 1000 ohm per Volt.

2.2.2 Il Galvanometro a bobina mobile usato come misuratore di corrente continua

Il galvanometro a bobina mobile può essere schematizzato nel modo indicato in fig. 2.2.2.1, dove R_i è la resistenza interna della bobina mobile, e si suppone che tra i punti A' e B la resistenza sia nulla.

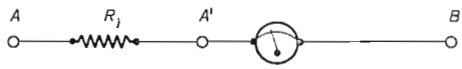


Fig. 2.2.2.1 Schema elettrico equivalente del galvanometro a bobina mobile.

Lo strumento può essere adattato alla misura di correnti molto maggiori di i_0 col metodo delle resistenze in parallelo (« shunt »), illustrato nella fig. 2.2.2.2. In questo caso, se I è la corrente di cui si vuole misurare l'intensità, la corrente I_g indicata dal galvanometro è determinata

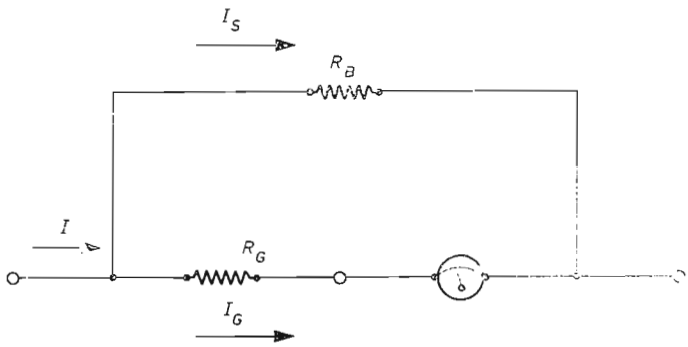


Fig. 2.2.2.2 Galvanometro a bobina mobile con resistenza in parallelo per aumentarne la portata.

dalla relazione

$$I_a = I - I_s = \frac{IR_s}{R_i + R_s}. \qquad (2.2.2.1)$$

Pertanto se, ad es., si pone $R_s = \frac{R_i}{9}$, si ha $I_a = 0{,}1\ I$, e la portata dello strumento è stata moltiplicata per 10. Come risulta chiaro dal precedente calcolo, corredando il galvanometro con una serie di resistenze $R_{s_1} \ldots R_{sN}$, che sia possibile disporre tra i punti A e B mediante un interruttore a più posizioni, si ottiene uno strumento capace di misurare correnti variabili in un ampio intervallo.

Naturalmente la resistenza totale presente tra i punti A e B è diversa per ogni portata dello strumento, ed è tanto più piccola quanto maggiore è la corrente di fondo scala. Questo fatto va tenuto presente quando si misurano correnti assai piccole, perché sulle portate basse la resistenzi-interna relativamente elevata dello strumento può sensibilmente moda ficare l'intensità della corrente in esame (v. esercizi).

Per ciò che concerne la precisione raggiungibile con un galvanometro a bobina mobile si veda, ad es., la tabella 2.6.2.

2.2.3 Galvanometri a bobina mobile speciali per misure di correnti molto deboli

Galvanometri a bobina mobile costruiti con speciali accorgimenti permettono la misura di correnti dell'ordine di 1 nA o anche meno. Negli

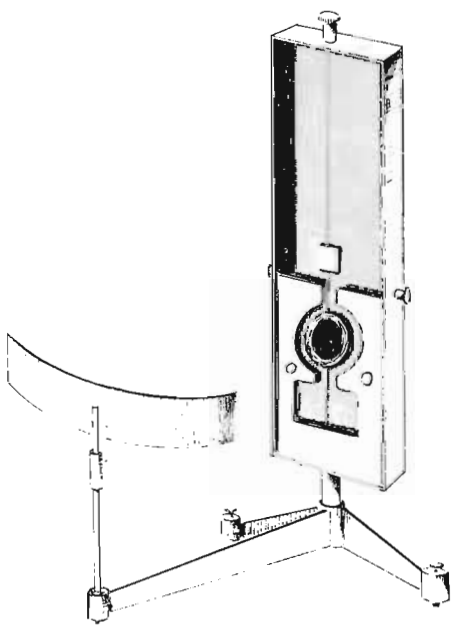


Fig. 2.2.3.1 Galvanometro ad alta sensibilità.

strumenti di questo tipo la bobina mobile, sospesa ad es. mediante un sottile filo di rame o di oro, è collegata ad uno specchietto che riflette un sottile fascio luminoso su uno schermo semicircolare graduato (v. fig. 2.2.3.1).

Si arriva in tal modo ad ottenere un mm di deviazione della traccia luminosa sullo schermo posto ad 1 m di distanza per una variazione della corrente di $10^{-12}A$.

2.2.4 Galvanometri a vibrazione

Il galvanometro a bobina mobile, corredato di un raddrizzatore (cfr. 2.2.9), costituisce un classico strumento di misura della corrente alternata. Inoltre, in alcuni casi, esso può servire, sempre in corrente alternata, come strumento di zero senza bisogno di alcuna modifica sostanziale; quest'ultimo tipo di strumento viene chiamato galvanometro a vibrazione.

Il galvanometro a vibrazione non è che un galvanometro del tipo indicato in 2.2.3 costruito con particolari accorgimenti: l'inerzia dell'equipaggio mobile è molto bassa e la sospensione dello stesso è bifilare.

Se si invia in uno strumento di questo tipo una corrente alternata di frequenza ν non troppo elevata (normalmente tra circa 30 e 300 Hz; per alcuni tipi speciali anche qualche KHz), l'equipaggio mobile esegue delle oscillazioni ancora di frequenza ν, ma di ampiezza determinata dal

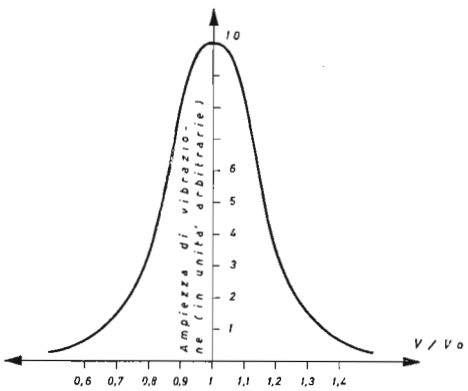


Fig. 2.2.4.1 Curva di risonanza di un galvanometro a vibrazione.

rapporto tra ν e la frequenza di oscillazione ν_0 [1] propria dell'equipaggio stesso (fig. 2.2.4.1).

È pertanto evidente che una corrente sinusoidale di ampiezza costante produce una deflessione la cui ampiezza varia al variare della frequenza,

---

[1] In alcuni strumenti di questo tipo il valore di ν_0 può essere variato entro certi limiti rendendo più o meno lasca la sospensione.

il che rende sconsigliabile l'uso dello strumento se non come indicatore di zero (ad es. in un ponte per la misura di capacità o induttanze).

Con un galvanometro a vibrazione si può ottenere una deflessione compresa tra circa 1 e 200 mm per μA di corrente con lo schermo a 1 m di distanza.

2.2.5 Lo strumento elettrodinamico

Il principio di funzionamento dello strumento elettrodinamico differisce da quello del galvanometro a bobina mobile (cfr. 2.2.1) solo in quanto il campo magnetico che agisce sulla bobina mobile viene generato da un'altra bobina (« bobina fissa ») e non da un magnete permanente (v. fig. 2.2.5.1).

Le due bobine possono essere connesse in serie o in parallelo; la bobina mobile viene mantenuta nella posizione di riposo dalla molla.

Quando una corrente i percorre la bobina mobile, questa viene sol-

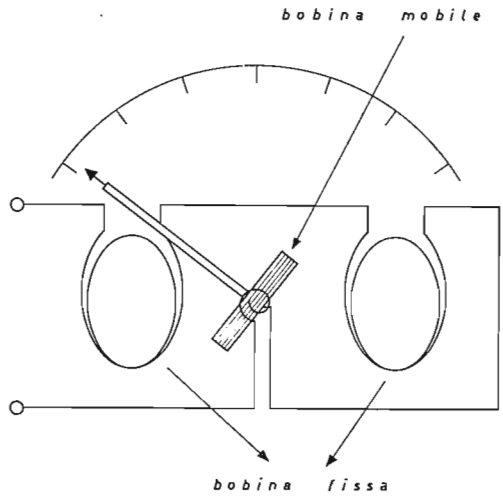


Fig. 2.2.5.1 Meccanismo elementare di funzionamento di uno strumento elettrodinamico per la misura della corrente.

lecitata da una coppia che la fa ruotare finché non si ha equilibrio con la coppia elastica generata dalla molla. Si ha allora

$$K\varphi_i = \Phi i \cos \varphi_i \qquad (2.2.5.1)$$

con le stesse notazioni della (2.2.1.1). La (2.2.5.1) si differenzia però dalla (2.2.1.1) per due motivi: *a*) il flusso Φ non è dovuto ad un magnete permanente, ma è proporzionale alla corrente istantanea i' che percorre la bobina fissa: $\Phi = Ci'$ (1); *b*) al secondo membro è presente il termine

(1) C può considerarsi costante se la bobina fissa è di dimensioni fisiche notevolmente superiori a quelle della bobina mobile.

cos φ_i dovuto al fatto che, non essendo più il campo a simmetria cilindrica rispetto all'asse di rotazione della bobina mobile, il valore del flusso con questa concatenato dipende dalla sua orientazione rispetto alle linee di forza.

Chiaramente, se le bobine sono in serie, si ha $i' = i$. In tal caso la (2.2.5.1) si riduce alla

$$K\varphi_i = Ci^2 . \tag{2.2.5.2}$$

Se lo strumento viene costruito in modo tale che φ_i non possa assumere valori molto elevati, si può porre approssimativamente $\cos \varphi_i \simeq 1$, e le (2.2.5.1) e (2.2.5.2) si semplificano nelle

$$K\varphi_i \simeq Cii' \tag{2.2.5.3}$$

$$K\varphi_i \simeq Ci^2 . \tag{2.2.5.4}$$

Dalle (2.2.5.3) e (2.2.5.4) risulta evidente che se si invia nello strumento una corrente continua I la deviazione dell'ago indicatore connesso con la bobina mobile è proporzionale ad I^2.

Se le bobine fissa e mobile sono connesse in serie la cosa è immediata (2.2.5.4); se sono in parallelo (2.2.5.3) basta pensare che, evidentemente, i ed i' costituiscono ciascuna una frazione rispettivamente α e $(1 - \alpha)$ [1] della corrente totale I.

Consideriamo ora il caso che la corrente inviata nello strumento sia alternata, cioè si abbia

$$I = I_0 \sin \omega t .$$

Allora il valore istantaneo della coppia è

$$m = CI_0^2 \sin^2 \omega t \tag{2.2.5.5}$$

se le bobine sono in serie e

$$m' = C\alpha(1 - \alpha) I_0^2 \sin^2 \omega t \tag{2.2.5.6}$$

se le bobine sono in parallelo e si è avuta l'avvertenza di renderne uguali i Q-valori [2], ponendo in serie ad entrambe delle opportune resistenze addizionali. In entrambi i casi il valore medio $\overline{m}$ (calcolabile su un periodo $T = \frac{2\pi}{\omega}$) della coppia motrice è diverso da zero e pari a rispettivamente

$$\overline{m} = \frac{CI_0^2}{2} \tag{2.2.5.7}$$

$$\overline{m}' = C\alpha\,(1 - \alpha)\,\frac{I_0^2}{2} . \tag{2.2.5.8}$$

---

[1] α è determinato dal rapporto della resistenza delle bobine stesse.

[2] Cfr. (**3.2**).

Lo strumento elettrodinamico è quindi capace di misurare indifferentemente correnti continue o alternate.

Con gli strumenti di questo genere che si trovano in commercio si possono effettuare misure di corrente con buona precisione (fino a 0,25%) nel campo compreso tra la c.c e la c.a di frequenza pari a 1000-2000 Hz. La sensibilità non è in genere molto elevata (30-50 mA di fondo scala sulla portata minima) per cui gli elettrodinamometri vengono usati più comunemente come amperometri che come milliamperometri.

2.2.6 Gli amperometri a ferro mobile

Gli strumenti a ferro mobile si fondano sulla forza di repulsione che esiste tra due poli magnetici omogenei. In questi strumenti, il campo creato all'interno della bobina dalla corrente che si vuole misurare magnetizza una lamina mobile di ferro dolce, la quale viene respinta da una lamina fissa magnetizzata dallo stesso campo (fig. 2.2.6.1).

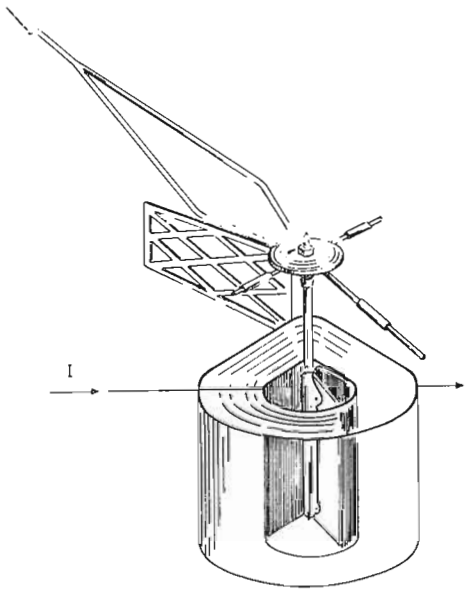


Fig. 2.2.6.1 Meccanismo di funzionamentodi un amperometro a ferro mobile.

Ovviamente la repulsione avviene sia nel caso di corrente continua che nel caso di corrente alternata.

Gli amperometri a ferro mobile sono strumenti robusti ed economici usati quando non sia necessaria una precisione superiore a qualche %. La sensibilità è in genere dell'ordine di qualche decina di mA di fondo scala sulla portata minima. Il campo di frequenze coperto va da zero a qualche centinaio di Hz (anche 1000-2000 Hz per alcuni tipi speciali). La fig. 2.2.6.2 mostra un amperometro a ferro mobile molto diffuso.

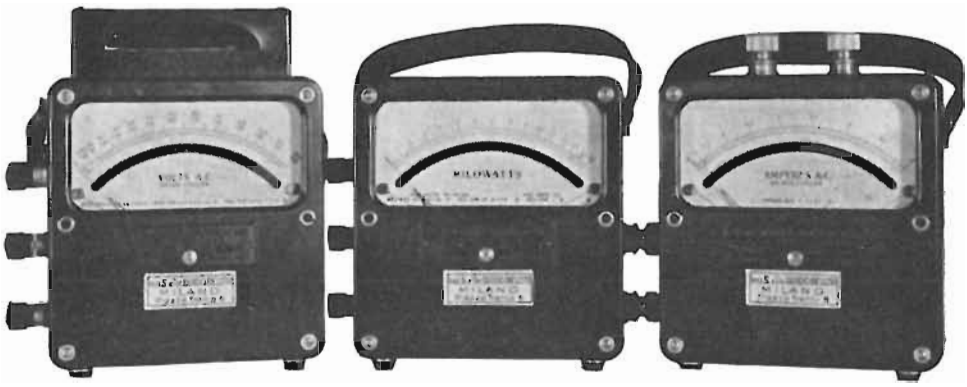


Fig. 2.2.6.2 Un voltmetro a ferro mobile, un wattmetro di tipo elettrodinamico (fr. 24.2) ed un amperometro a ferro mobile. Tutti questi strumenti sono fabbricati dalla Weston Electrical Instrument Corp.

2.2.7 Gli amperometri a filo caldo

Gli strumenti di questo tipo funzionano grazie all'allungamento di un filo riscaldato dalla corrente che si misura.

Tale allungamento provoca la deflessione di un ago indicatore mediante un sistema meccanico assai semplice. Naturalmente lo strumento misura sia la corrente continua che la corrente alternata; nel secondo caso infatti la potenza dissipata sulla resistenza R del filo che determina il riscaldamento del filo stesso vale $I_{eff}^2 R$.

Gli strumenti di questo tipo sono molto semplici ed economici ma non molto robusti e possono misurare correnti alternate fino a frequenze radio (10-20 MHz); la precisione della misura è però scarsa (l'errore è del 3-4 %) e la sensibilità è molto bassa (250-300 mA di fondo scala sulla portata minima).

2.2.8 Gli strumenti a termocoppia

Gli strumenti a termocoppia funzionano in base all'effetto Seebeck. In virtù di tale effetto si genera una debole forza elettromotrice tra due metalli la cui giunzione viene riscaldata.

La termocoppia consiste appunto in una giunzione di due metalli ai cui capi viene applicato un sensibile millivoltmetro per tensione continua. La corrente di cui si vuole misurare l'intensità viene inviata in una resistenza alla quale la termocoppia è in qualche modo connessa termicamente (fig. 2.2.8.1).

La resistenza si scalda per effetto Joule, e la termocoppia fornisce una tensione proporzionale al quadrato del valore efficace della corrente.

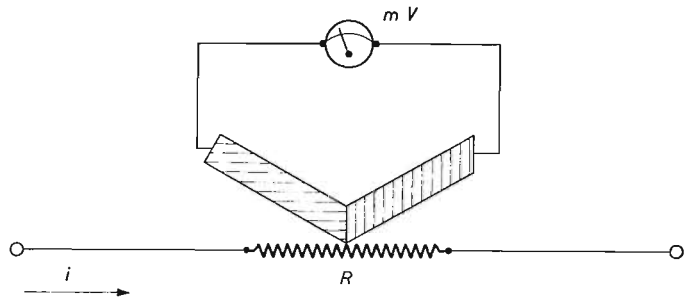


Fig. 2.2.8.1 Schema di principio di un semplice misuratore di corrente a termocoppia.

Il contatto termico tra l'elemento riscaldatore e la termocoppia viene realizzato in vari modi a seconda della sensibilità che si vuol ottenere.

In alcuni strumenti manca l'elemento riscaldatore e la termocoppia stessa viene riscaldata dalla corrente che si vuole misurare, in altri il riscaldatore e la termocoppia sono meccanicamente in contatto, in altri ancora sono posti a breve distanza.

Gli strumenti a termocoppia sono di fondamentale importanza in radiotecnica e nella tecnica delle microonde per la loro risposta in frequenza eccezionalmente buona (fino a 30.000 MHz). La loro sensibilità non è però molto elevata: nei più sensibili strumenti a termocoppia la portata minima è di 1 mA.

La scarsa robustezza è un altro inconveniente dei milliamperometri di questo tipo: in genere basta un sovraccarico del 50% per fondere i conduttori costituenti la termocoppia.

2.2.9 Gli strumenti a rettificatore

Con un circuito di rettificazione a diodi della corrente alternata ed un galvanometro a bobina mobile si costruisce facilmente un pratico strumento per misura di correnti alternate con frequenze comprese tra pochi Hz e 10-20 KHz (v. fig. 2.2.9.1).

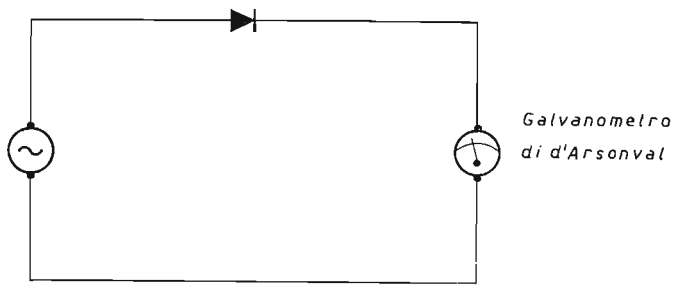


Fig. 2.2.9.1 Schema di principio semplificato di uno strumento rettificatore per la misura di correnti alternate.

La sensibilità dello strumento risulta però ridotta fondamentalmente per tre motivi:

a) il valore medio della corrente raddrizzata è chiaramente inferiore al valore di picco della corrente alternata;

b) alla resistenza interna della bobina mobile si somma la resistenza diretta del raddrizzatore;

c) per far lavorare il raddrizzatore in una zona della sua caratteristica dove l'andamento della curva sia pressoché lineare (cfr. 1.5.1.4) è pratica comune aumentare la corrente che lo percorre ponendo una resistenza in parallelo al galvanometro, che viene quindi in ogni caso percorso da una corrente minore di quella misurata (cfr. fig. 2.2.9.2).

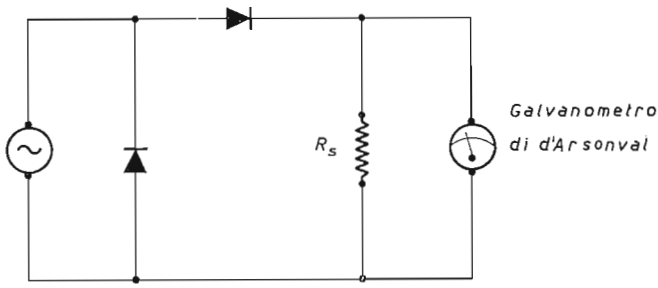


Fig. 2.2.9.2 Schema più particolareggiato dello strumento rettificatore.

Per queste ragioni, ad esempio, la sensibilità di uno strumento da 20.000 ohm per Volt viene ridotta di un fattore 4 quando lo strumento stesso viene usato per misure di corrente alternata in connessione con un circuito raddrizzatore.

La precisione di questi strumenti non è in genere migliore del 5% (1), a causa principalmente della deriva termica delle caratteristiche dei raddrizzatori.

2.2.10 Misure di corrente con strumenti misuratori di tensione opportunamente modificati

I voltmetri elettronici e i voltmetri numerici (v. 2.3.4 e 2.3.5) sono misuratori di tensione ad alta sensibilità e ad alta resistenza di ingresso. Essi possono venire utilizzati per misurare la corrente (ed in genere sono predisposti per questo tipo di misura) nel modo illustrato nella fig. 2.2.10.1.

Per la sensibilità e la precisione di questo tipo di misure si vedano i paragrafi 2.3.4 e 2.3.5.

---

(1) Cfr., a questo proposito, la tabella 2.6.2.

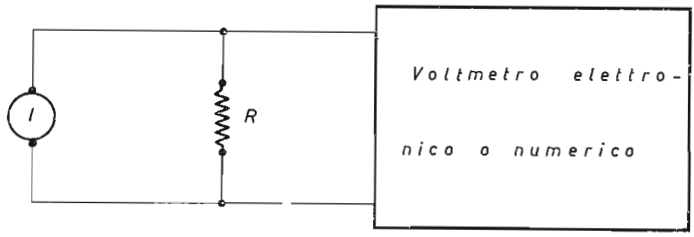


Fig. 2.2.10.1 La resistenza R converte in tensione la corrente I, rendendone possibile la misura con un voltmetro elettronico o numerico.

2.3 Misure di tensione

2.3.1 I voltmetri elettrostatici e gli elettrometri (1)

I voltmetri elettrostatici e gli elettrometri sono strumenti che misurano la tensione sfruttando le forze di attrazione o di repulsione elettrostatica tra un sistema di elettrodi fissi e mobili tra i quali viene applicata la tensione stessa. È caratteristica di questi strumenti una resistenza di ingresso in continua estremamente elevata (fino a 10^{15} $M\Omega$). Nel caso di tensione alternata la impedenza di ingresso viene notevolmente abbassata dalle non indifferenti capacità parassite. Gli elettrometri migliori dal punto di vista della risposta in frequenza arrivano a circa 1 MHz.

Nella fig. 2.3.1.1 viene riportato il meccanismo di funzionamento di un semplice voltmetro elettrostatico.

Uno strumento di questo tipo ha portate variabili tra 150 V e 100.000 V ed una precisione dell' 1%.

Nel campo delle tensioni molto basse (dell'ordine dei mV) si usano strumenti che sfruttano sia le forze di attrazione che quelle di repulsione e si valgono anche di forze elettromotrici ausiliarie. Ad esempio, nel caso

(1) Il principio fisico di funzionamento dei voltmetri elettrostatici e degli elettrometri è lo stesso. Le differenze sono solo nella realizzazione pratica; i voltmetri elettrostatici sono strumenti a lettura diretta, adatti alla misura di tensioni assai elevate (dell'ordine del KV ed oltre); gli elettrometri sono invece strumenti a lettura indiretta, molto sensibili e adatti quindi alla misura di tensioni molto piccole (dell'ordine dei mV). Va inoltre notato che il nome « elettrometro » viene usato, impropriamente, anche per designare un particolare tipo di voltmetro elettronico (cfr. 2.3.4).

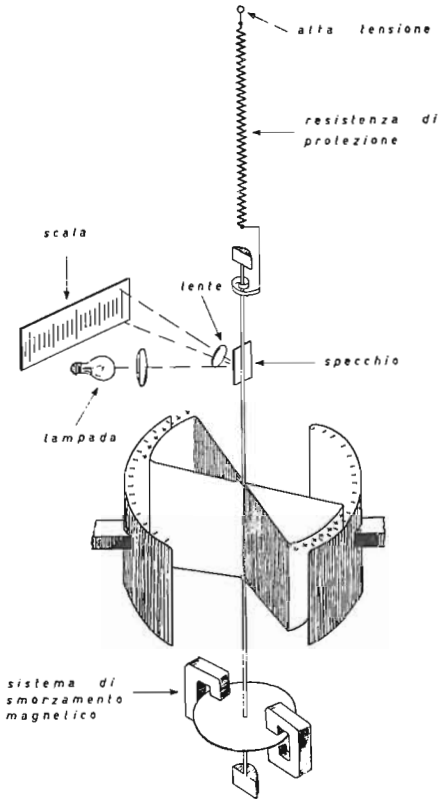


Fig. 2.3.1.1 Meccanismo di funzionamento di un semplice voltmetro elettrostatico.

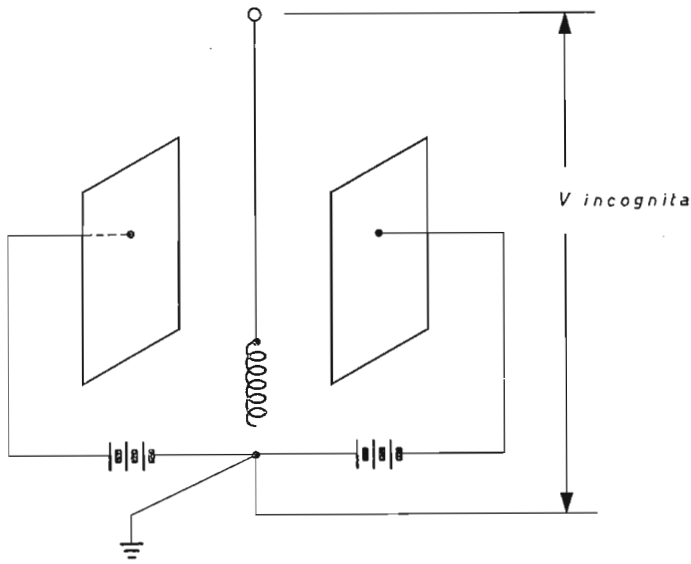


Fig. 2.3.1.2 Illustrazione schematica del meccanismo di funzionamento di un elettrometro a pila.

dell'elettrometro a filo, una sottile fibra di quarzo rivestita da una pellicola conduttrice è posta in tensione meccanica tra due piastre tra le quali esiste una differenza di potenziale fissata da una batteria (fig. 2.3.1.2).

L'applicazione della tensione da misurare tra il punto di mezzo della batteria ausiliaria e la fibra stessa fa sì che quest'ultima venga attratta da una delle placche e respinta dall'altra. Lo spostamento viene osservato al microscopio su di una scala graduata.

L'elettrometro « a quadranti » (v. fig. 2.3.1.3) consiste in un cilindro

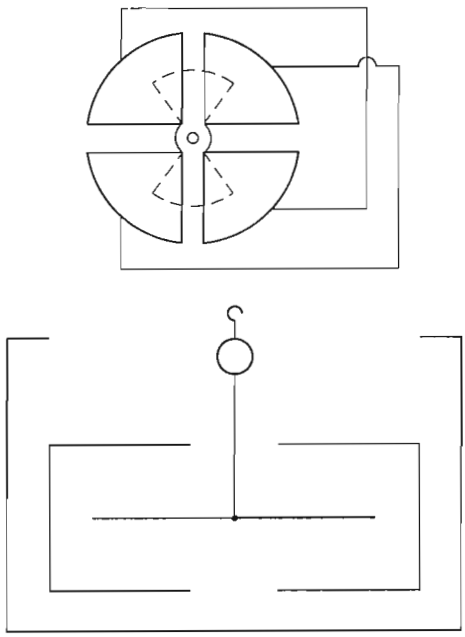


Fig. 2.3.1.3 Meccanismo di funzionamento di un elettrometro a quadranti.

metallico cavo diviso in quadranti isolati. All'interno del cilindro viene sospeso un leggero disco metallico mediante un filo assai sottile. I quadranti opposti vengono elettricamente connessi e la tensione che si vuole misurare viene applicata tra due coppie di quadranti.

Vi sono due metodi di operazione: il metodo eterostatico ed il metodo idiostatico. Nel primo caso il disco viene portato ad una tensione fissa, nel secondo il disco viene elettricamente connesso ad una delle due coppie di quadranti.

Il metodo eterostatico serve solo per misure di tensione continua, mentre il metodo idiostatico serve anche per misure di tensione alternata. In entrambi i casi la deflessione del disco dipende dalla costante elastica di torsione della sospensione e dalla tensione applicata. In genere la deflessione stessa viene misurata con l'aiuto di un sistema a specchietto.

2.3.2 Misure di tensione con strumenti misuratori di corrente opportunamente modificati

Uno strumento capace di misurare correnti, come un galvanometro a bobina mobile, può venire impiegato come voltmetro qualora si inserisca una resistenza in serie (fig. 2.3.2.1).

La portata dello strumento viene determinata dalla necessità che la corrente $i = \frac{V}{R_p + R_i}$ non superi il valore massimo corrispondente alla portata dello strumento senza resistenza in parallelo.

Pertanto il valore di R_p è determinato dal valore prestabilito della

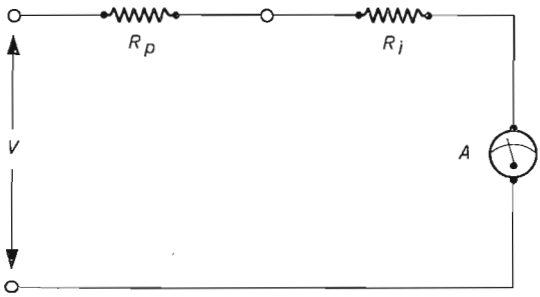


Fig. 2.3.2.1 Milliamperometro modificato per essere usato come voltmetro. R_i è la resistenza interna dello strumento, R_p la resistenza addizionale, A è un galvanometro di d'A.

tensione di fondo scala, e lo strumento presenta una resistenza di ingresso crescente all'aumentare della portata. Ad es. uno strumento da 10.000 ohm per Volt presenta una resistenza di ingresso pari a 10.000 Ω quando è posto sulla portata di 1 V., ma di 1.000.000 Ω quando è posto sulla portata di 100 V. Questo fatto va attentamente valutato quando si debbono misurare tensioni basse (1-2 Volt o minori) tra due punti che sono collegati da resistenze maggiori di qualche migliaio di ohm (v. esercizi).

La sensibilità, la precisione e la risposta in frequenza degli strumenti del tipo qui indicato sono immediatamente deducibili dalle analoghe caratteristiche dei milliamperometri dai quali sono derivati (cfr. 2.2.1).

2.3.3 Misure di tensione potenziometriche

Il metodo potenziometrico costituisce il procedimento classico per calibrare gli strumenti in continua. Il potenziometro è infatti un apparecchio molto accurato per paragonare una tensione incognita con la tensione fornita da una pila campione (1). Nella fig. 2.3.3.1 viene mostrato,

(1) Per misure di corrente ci si riduce alla tensione che la corrente genera passando attraverso una resistenza di precisione.

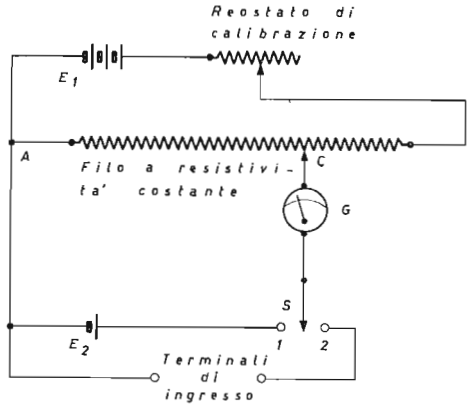


Fig. 2.3.3.1 Circuito elementare di un potenziometro.

nelle linee essenziali, il circuito di un potenziometro. La batteria E_1 ed il reostato di calibrazione hanno il compito di stabilire una caduta di tensione sul filo a resistività costante.

Ponendo l'interruttore S sul contatto 1 si inserisce nel circuito la pila campione E_2.

Il contatto viene posto in un punto opportuno e si aggiusta il reostato finché il galvanometro G non indica che non passa corrente.

In questa posizione del reostato la tensione tra C ed A uguaglia la tensione E_2 della pila campione. Si porta quindi l'interruttore S nella posizione 2 e si sposta il contatto C fino a riportare il galvanometro a 0. La tensione può allora misurarsi dalla posizione della manopola che comanda il contatto C. A tale scopo l'indice della manopola stessa è calibrato direttamente in Volt. Nei potenziometri in commercio vengono introdotti, in genere, molti perfezionamenti per aumentare la precisione e la utilità dello strumento.

Per esempio, si hanno moltiplicatori di portata, congegni di protezione del galvanometro ecc. Questi strumenti hanno in genere una precisione molto elevata ($\pm$ 0,001%) e misurano tensioni nell'intervallo da 10 μV a 1-2 V.

2.3.4 I voltmetri elettronici

Nei voltmetri elettronici (che d'ora in poi indicheremo con la sigla VTVM) [1] lo strumento indicatore è un galvanometro a bobina mobile, ma la conversione tensione-corrente viene effettuata tramite la transconduttanza di un amplificatore a valvole o a transistori.

Si possono così ottenere resistenze di ingresso e sensibilità assai elevate (rispettivamente dell'ordine di 10-100 MΩ, e di 1 mV fondo scala).

---

[1] Dall'inglese: Vacuum Tube Volt Meter.

I VTVM hanno anche il vantaggio che la resistenza di ingresso non assume un valore diverso per ogni portata. Questo insieme di caratteristiche li rende indispensabili come strumenti da laboratorio.

Come già è stato detto sopra, nei VTVM lo strumento di misura è un galvanometro a bobina mobile. Questo viene posto come resistenza di carico di un amplificatore in continua, a valvole o a transistori, dotato di una elevata resistenza di ingresso.

Nel caso degli strumenti a valvole questa caratteristica è facilmente raggiungibile perché, come è noto, la griglia di un tubo a vuoto, polarizzato in zona attiva, assorbe pochissima corrente (1).

Nel caso di strumenti transistorizzati non si raggiungono, in genere, resistenze di ingresso superiori a 2 $M\Omega$. Nella fig. 2.3.4.1 viene mostrato

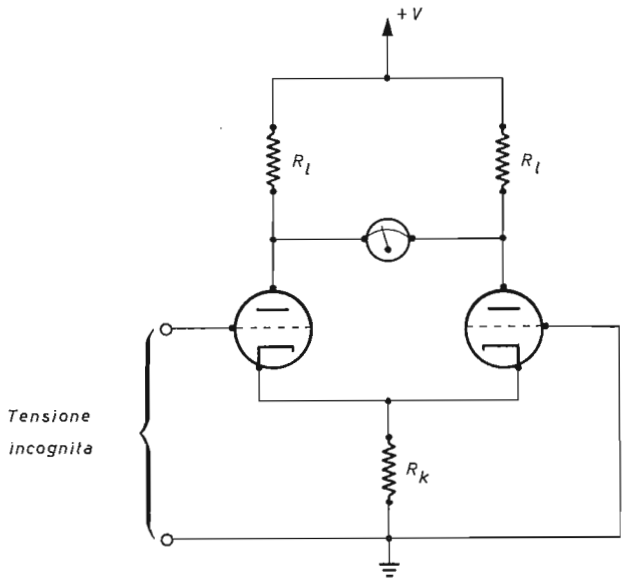


Fig. 2.3.4.1 Schema di principio di un amplificatore in continua per un VTVM.

lo schema di principio di un amplificatore molto usato nei VTVM (amplificatore differenziale - cfr. 2, 3.3).

Questo tipo di circuito è particolarmente stabile rispetto a variazioni della tensione di alimentazione e delle caratteristiche dei tubi per invecchiamento.

In condizioni stazionarie il circuito è bilanciato e le placche dei due tubi si trovano alla stessa tensione: pertanto nel galvanometro non fluisce corrente. L'applicazione della tensione continua incognita sulla griglia del primo tubo sbilancia il circuito facendo sorgere una differenza di potenziale tra le due placche: il galvanometro indica allora il passaggio di una corrente che è proporzionale alla tensione incognita se i tubi lavorano nella zona lineare delle caratteristiche.

---

(1) Con tubi appositamente progettati si arriva a 10^{-13}-10^{-16} A.

La sensibilità del voltmetro può essere accresciuta interponendo tra il galvanometro ed il circuito di ingresso più stadii di amplificazione. Data però la difficoltà di costruire amplificatori in continua ad alto guadagno e molto stabili, alcuni VTVM di alta classe (ad es. HP 412 A) [1] comprendono un sistema di conversione, che trasforma la tensione continua da misurare in una tensione ad andamento « rettangolare » nel tempo (fig. 2.3.4.2). Questa viene poi amplificata da un amplificatore per tensione alternata ed indi riconvertita in continua da un demodulatore. [2]

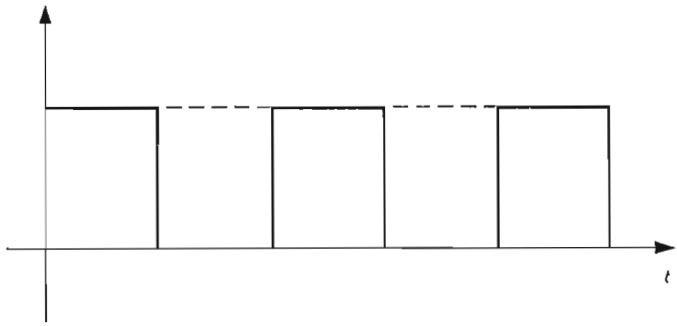


Fig. 2.3.4.2 La tensione continua viene trasformata da un « chopper » in una tensione ad andamento « rettangolare » nel tempo.

Nei VTVM per tensione alternata, la tensione da misurare viene amplificata da un amplificatore per tensione alternata e la corrente che causa la deflessione del galvanometro a bobina mobile viene raddrizzata con un circuito a diodi. Un ottimo strumento professionale di questo tipo (HP 400 D) ha una sensibilità di 1 mV fondo scala e misura tensioni di frequenza compresa tra 10 Hz e 4 MHz [3]. L'impedenza di ingresso vale $10^7\ \Omega$ con in parallelo 15 *pf* per le portate tra 10 e 300 V, e $10^7\ \Omega$ con in parallelo 25 *pf* per le portate tra 1 mV e 0,3V.

Anche un VTVM per tensione continua può essere utilmente impiegato nella misura di tensione alternate, qualora esso sia corredato da una opportuna sonda (cfr. 2.5.2). Si arriva in tal modo a misurare tensioni alternate di frequenza fino a 1000 MHz.

I VTVM per tensioni continue possono essere anche usati per misure di corrente (cfr. 2.2.10) e di resistenza (cfr. 4.1.2).

Noteremo infine brevemente l'esistenza di alcuni particolari VTVM per tensioni continue, detti impropriamente « elettrometri ». Questi strumenti, da non confondersi cogli elettrometri veri e propri (cfr. 2.3.2), costruiti con particolari accorgimenti tecnici, presentano una resistenza

---

[1] Le caratteristiche complete di questo strumento sono date in 2.6.

[2] Cfr. **3**.11.

[3] Questo non è qui riportato come valore-limite. Vi sono anche strumenti capaci di funzionare a frequenze molto maggiori (ad es. il voltmetro HP 411 A ha una banda passante compresa tra 500 KHz e 1000 MHz).

di ingresso particolarmente elevata (fino a $10^{14}\,\Omega$) e possono arrivare a misurare correnti dell'ordine di 10^{-13} A, resistenze maggiori di $10^{13}\,\Omega$ e tensioni dell'ordine di qualche decina di μV. La precisione di queste misure varia, naturalmente, con le portate, ma è in genere compresa tra più o meno qualche % e $\pm\,10\,\%$.

2.3.5 Voltmetri differenziali

Combinando un VTVM con un potenziometro di precisione ed una sorgente di tensione costante accuratamente calibrata si può ottenere un voltmetro differenziale (cfr. fig. 2.3.5.1).

Questo strumento funziona in modo assai semplice: il potenziometro

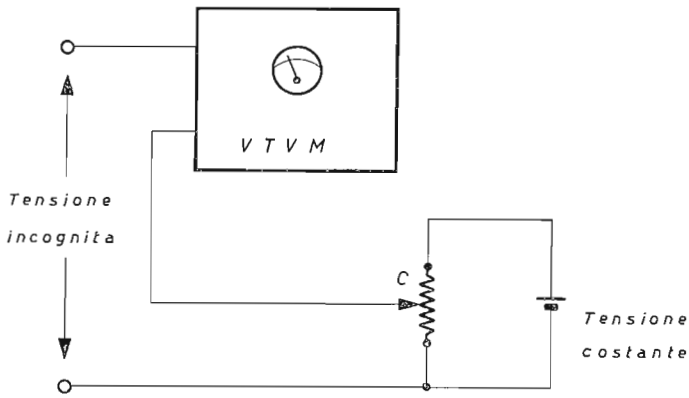


Fig. 2.3.5.1 Schema a blocchi semplificato di un voltmetro differenziale.

viene aggiustato finché la tensione tra il punto P ed il punto C uguaglia la tensione incognita applicata all'ingresso dello strumento.

In questa condizione si ha una indicazione di zero sul VTVM. Il valore della tensione incognita viene dato numericamente dalle cifre scritta sulle manopole che vanno regolate per ottenere l'indicazione di zero del VTVM (cfr. fig. 2.3.5.2).

Con uno strumento di questo tipo si possono eseguire misure di tensione continua ed alternata (1) (fino a qualche migliaio di Hz) di grande precisione (0,05 % per la tensione continua e 0,2 % per la tensione alternata nel caso dello strumento mostrato in fig. 2.3.5.2).

Le portate sono comprese tra qualche decimo e qualche centinaio di Volt.

---

(1) Ci si riconduce alla tensione continua mediante un convertitore.

Fig. 2.3.5.2 Il voltmetro differenziale John Fluke Mod. 803 B.

Un'altra vantaggiosa caratteristica dei voltmetri differenziali è costituita dal fatto che, nel caso di misure di tensioni continue, quando lo strumento è perfettamente bilanciato (lettura di zero sul VTVM), la sua resistenza di ingresso è infinita, in quanto l'assorbimento di corrente è nullo (nel circuito sono presenti due forze elettromotrici uguali ed opposte)

2.3.6 Voltmetri numerici

Recentemente sono stati sviluppati degli strumenti capaci di fornire una indicazione numerica della tensione che si misura. Tale indicazione è leggibile su un quadrante dove appaiono delle cifre luminose (1).

(1) Questa indicazione è ottenuta, ad esempio, mediante degli speciali tubi a gas. Si veda a proposito 1.4.5.4.

Nella fig. 2.3.6.1 viene illustrato sinteticamente il principio di funzionamento del voltmetro numerico HP 3440 A.

Quando l'impulso fornito da un circuito generatore di segnali « a dente di sega » (cfr. 2.5.3) « incrocia » la tensione incognita che si vuole mi-

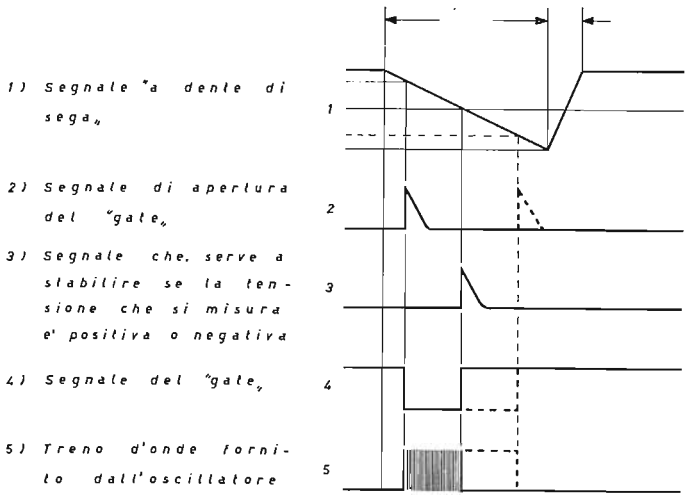


Fig. 2.3.6.1 Questo grafico temporale illustra il funzionamento del voltmetro numerico Hewlett-Packard Mod. 3440 A.

surare, un circuito di « gate » (in inglese « gate » vuol dire « cancello », « porta ») sblocca un oscillatore a 400 KHz (cfr. 2.5.6).

L'oscillatore poi viene nuovamente bloccato quando il segnale « a dente di sega » raggiunge il livello di zero.

Il numero di oscillazioni ottenute risulta pertanto proporzionale alla tensione incognita da misurare. Le oscillazioni vengono inviate in un circuito di conteggio (cfr. 2.5.5) dal quale vengono comandati i tubi che forniscono l'indicazione luminosa della cifra Gli strumenti di questo tipo sono in genere dotati di accessori che permettono di impiegarli come milliamperometri e come ohmetri.

Il principio di funzionamento come milliamperometri ed ohmetri è lo stesso che nel caso dei VTVM (cfr. 2.2.10 e 4.1.2).

Inoltre quasi tutti i voltmetri numerici sono predisposti per comandare una stampatrice che riproduca l'indicazione fornita su un nastro di carta.

La sensibilità è determinata dal numero delle cifre fornite e dalla portata minima. Le cifre sono 4 o 5 e la quarta (quinta) indica i millivolt (le centinaia di microvolt) nella portata minima.

La precisione della misura varia ovviamente da tipo a tipo, comunque è dell'ordine di qualche % $\pm$ una o due cifre per variazione del 10% della tensione di alimentazione e di 30° C-40° C della temperatura ambiente. L'impedenza di ingresso è assai elevata (10-1000 MΩ) per tensione continua, minore per tensione alternata (1-10 MΩ con 10-20 pF in

parallelo per gli strumenti di qualità più elevata; qualche decina di KΩ con 100-200 pF in parallelo per gli strumenti più economici). La frequenza massima della tensione alternata misurabile varia tra qualche decina e qualche centinaio di KHz. La fig. 2.3.6.2 mostra il voltmetro numerico mod. 3440 A della Hewlett Packard.

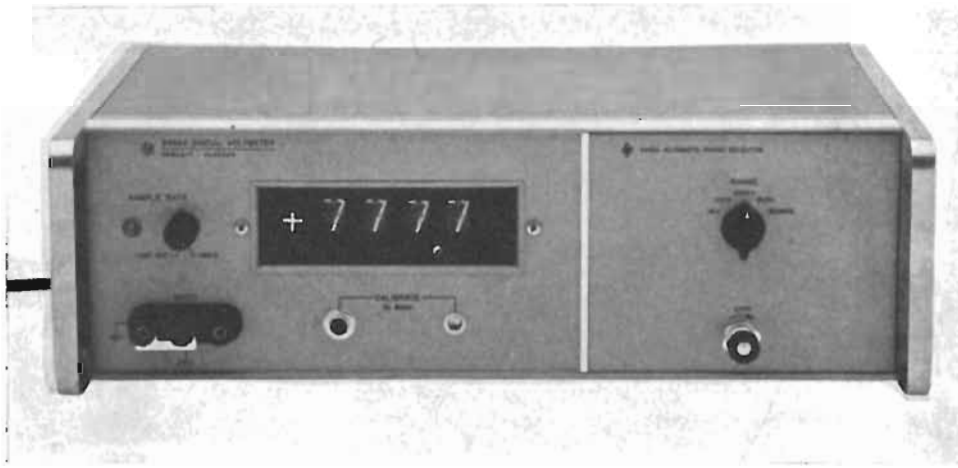


Fig. 2.3.6.2 Il voltmetro numerico Hewlett-Packard Mod. 3440 A.

2.4 Misure di potenza

2.4.1 Misure di potenza in continua

La potenza in continua può misurarsi anche mediante i wattmetri (cfr. 2.4.2), però generalmente si preferisce misurare direttamente due delle tre grandezze V, I ed R, e determinare la potenza dalla relazione

$$P = \frac{V^2}{R} = VI = I^2R \qquad (2.4.1.1)$$

dove V è la tensione tra i morsetti di uscita del circuito, I la corrente di carico ed R la resistenza di carico.

Talora è necessario fare delle correzioni tenendo conto della potenza

dissipata sugli strumenti. Per es. se si opera nel modo indicato nella fig. 2.4.1.1, la potenza dissipata sul carico stesso vale evidentemente

$$P = VI - \frac{V^2}{R_v}$$

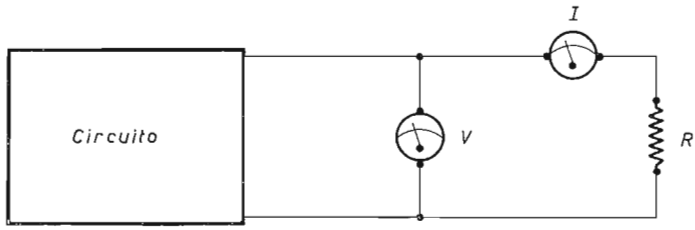


Fig. 2.4.1.1 Misura della potenza in continua con un voltmetro ed un milliamperometro.

dove R_v è la resistenza interna del voltmetro.

Nel caso invece in cui si adotti lo schema di fig. 2.4.1.2, la potenza dissipata sul carico vale

$$P = VI - I^2R_i$$

dove R_i è la resistenza interna del misuratore di corrente.

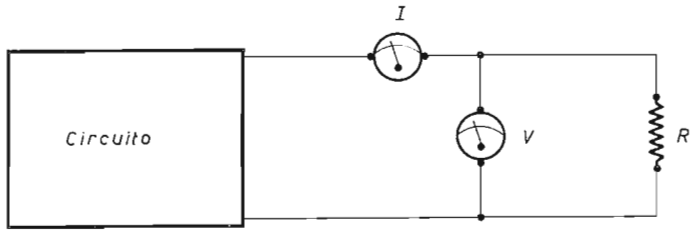


Fig. 2.4.1.2 Un altro metodo di misura della potenza in continua con un voltmetro ed un milliamperometro.

2.4.2 Wattmetri elettrodinamici

Il principio di funzionamento del wattmetro elettrodinamico è praticamente identico a quello dello strumento elettrodinamico di misura della corrente (cfr. 2.2.5). Anch'esso infatti sfrutta la mutua azione tra i campi magnetici di due bobine che portano corrente, l'una fissa e l'altra mobile.

In genere la bobina fissa porta la corrente di carico, e la bobina mobile, in serie con una resistenza non induttiva, porta una corrente proporzionale alla tensione di carico e pressoché in fase con essa (fig. 2.4.2.1).

Dalla (2.2.5.6) risulta allora evidente che la coppia istantanea è proporzionale alla potenza istantanea. L'equipaggio mobile non può però

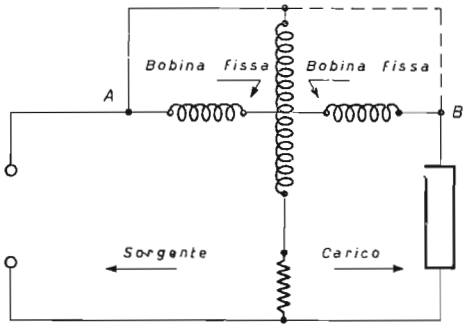


Fig. 2.4.2.1 Schema elementare di funzionamento di un wattmetro elettrodinamico.

seguire le rapide variazioni della coppia a causa della sua grande inerzia, ed assume pertanto una posizione per la quale il valor medio della coppia torcente risulta proporzionale alla potenza media.

I principali motivi di errore nelle misure di potenza col wattmetro sono i seguenti:

1) la corrente nella bobina alla quale è applicata la tensione può risultare sfasata dalla autoinduzione della bobina stessa;

2) la presenza di campi magnetici esterni può modificare il valore della coppia torcente;

3) la frequenza di variazione della potenza applicata può avvicinarsi alla frequenza di risonanza dell'oscillatore costituito dall'equipaggio mobile.

Al primo inconveniente si può porre rimedio con una opportuna capacità di compensazione posta in parallelo a parte della resistenza in serie alla bobina; l'effetto dei campi magnetici esterni può essere minimizzato schermando lo strumento; l'ultima causa di errore può essere eliminata variando l'inerzia dell'equipaggio mobile.

Con questi accorgimenti i wattmetri elettrodinamici, che sono strumenti largamente usati per misure di potenza in alternata fino a qualche migliaio di Hz, raggiungono una precisione di misura compresa, a seconda dei tipi, tra lo 0,01% e l'1%. Le portate sono in genere fino a 300 V in tensione e fino a 20 A in corrente. (1)

La sensibilità non è molto elevata (qualche centinaio di mW di fondo scala negli strumenti più sensibili).

La fig. 2.2.6.2 mostra un wattmetro elettrodinamico molto diffuso.

(1) Si indicano separatamente le portate in tensione ed in corrente, il cui prodotto è evidentemente uguale alla portata in watt, per mettere in evidenza il fatto che esistono dei valori limite indipendenti per la tensione e la corrente.

2.4.3 Alcuni metodi semplici di misura della potenza ad audiofrequenza

Il metodo per la misura della potenza in continua descritto in 2.4.1 può venire esteso a misure di forme d'onda sinusoidale purché il fattore di potenza del carico sia conosciuto. La potenza è allora data semplicemente dal prodotto del valore efficace della tensione ai capi del carico per il valore efficace della corrente ed il fattore di potenza. Un altro semplice metodo per misurare approssimativamente la potenza con un equipaggiamento molto ridotto è illustrato nella fig. 2.4.3.1. La potenza alter-

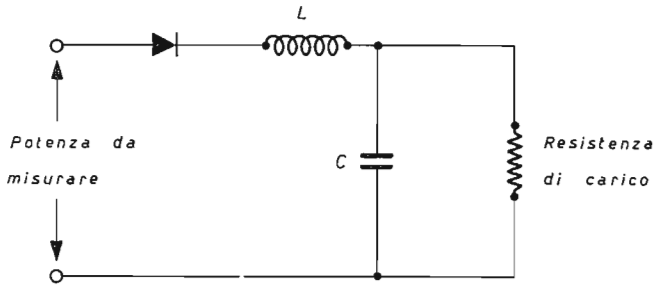


Fig. 2.4.3.1 Rettificatore e filtro per una semplice misura approssimata della potenza alternata.

nata da misurare viene rettificata e filtrata; si misura poi con qualcuno dei metodi già descritti (2.4.1) la potenza continua ottenuta all'uscita.

Quando la forma d'onda non è sinusoidale la misura può essere effettuata col circuito mostrato nella fig. 2.4.3.2 (« metodo dei tre amperometri »).

Si può dimostrare che la potenza W dissipata sul carico è data dalla seguente formula:

$$W = 2X_c I(I - I_1)(I - I_2)(I - I_3)$$

dove X_c è il modulo, espresso in ohm, della reattanza del condensatore C, I_1, I_2, I_3 sono le correnti nei tre strumenti e $I = \dfrac{I_1 + I_2 + I_3}{2}$.

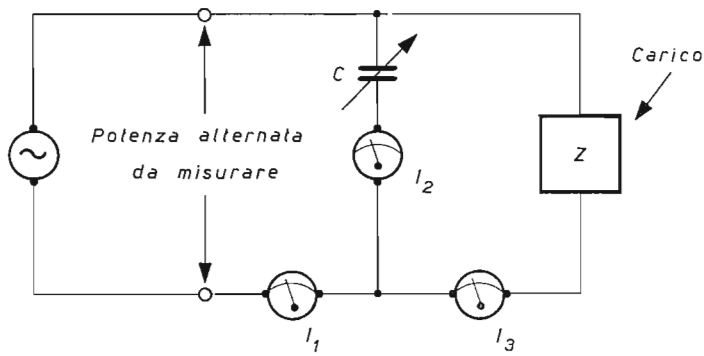


Fig. 2.4.3.2 Metodo « dei tre amperometri » per misurare la potenza alternata.

2.4.4 Misuratori di potenza di uscita

I misuratori di potenza di uscita sono strumenti a lettura diretta che vengono impiegati nel campo delle audiofrequenze.

Contrariamente ai wattmetri elettrodinamici, che misurano la potenza dissipata su un carico arbitrario (entro certi limiti), i misuratori di potenza di uscita possono misurare soltanto la potenza dissipata su particolari carichi compresi in una serie facente parte dello strumento stesso. Questo consiste essenzialmente in un voltmetro rettificatore che misura la tensione ai capi del resistore che simula il carico. Il voltmetro viene tarato direttamente in Watt. Un tipico strumento di questo genere (Marconi Instruments tipo TF 893 A - cfr. fig. 2.4.4.1) copre il campo di frequenze compreso tra 20 Hz e 35 KHz, ha portate tra 1 mw e 10 W ed una resistenza di ingresso variabile tra 2,5 Ω e 20 KΩ (in 48 scatti). La precisione è compresa tra il 2,5% ed il 5%.

Fig. 2.4.4.1 Il misuratore di potenza di uscita Marconi Instruments Ltd. Mod. TF 893 A.

Oltre ai misuratori di potenza di uscita esiste una varietà di altri strumenti di misura della potenza ad audiofrequenza tra cui citeremo, ad esempio, i wattmetri elettrostatici ed i wattmetri elettronici.

I primi sono costituiti da un elettrometro a quadranti (cfr. 2.3.1) nel quale fra le due coppie di quadranti viene applicata una tensione proporzionale alla corrente di carico, mentre il disco mobile viene connesso alla tensione che cade ai capi del carico. Questo tipo di strumento riveste però ormai una importanza puramente teorica.

I wattmetri elettronici non vengono qui analizzati in dettaglio perché si tratta di strumenti non molto diffusi e di funzionamento difficilmente spiegabile senza ricorrere a nozioni che vanno oltre lo scopo del presente volume.

Può essere interessante riportare le caratteristiche di uno dei vari strumenti di questo tipo attualmente in commercio: il wattmetro mod. 102 della John Fluke Manufacturing Company. Il campo di frequenze va da 20 Hz a 20 KHz con una precisione del 3% del valore di fondo scala. Vi sono 14 portate per la corrente, 9 per la tensione ed un moltiplicatore che aumenta di 10 volte la sensibilità di lettura della potenza.

Le portate relative alla corrente vanno da 1.5 mA a 30 A, quelle relative alla tensione da 1.5 V a 600 V, ed infine quelle relative alla potenza da 2,25 mW a 18 KW senza inserire il moltiplicatore.

2.4.5 Wattmetri ad assorbimento

I wattmetri ad assorbimento sono strumenti semplici e robusti per la misura di potenza a radiofrequenza. La potenza da misurare viene dissipata su un resistore che riscalda una termocoppia. Il funzionamento è quindi perfettamente analogo a quello degli strumenti misuratori di corrente a termocoppia (cfr. 2.2.8). La sensibilità dei wattmetri ad assorbimento non è molto elevata: le portate minime sono dell'ordine di 10 W.

La precisione è dell'ordine del 5-10% sul fondo scala. Il campo di frequenze arriva fino a 500-1000 MHz. La impendenza di ingresso, che viene realizzata in modo tale da restare il più possibile costante su tutto il campo di frequenze, può valere 50 Ω o 75 Ω. Sono in commercio strumenti di questo tipo con l'elemento riscaldatore raffreddato ad olio capaci di misurare potenze anche molto elevate (1 KW ed oltre).

2.4.6 Metodi bolometrici

Le misure bolometriche sono basate sulla dissipazione di potenza a radiofrequenza su un piccolo elemento resistivo, sensibile alla variazione di temperatura, che viene chiamato bolometro. Il bolometro può essere costituito da un conduttore filiforme corto e molto sottile, da un piccolo pezzo di materiale semiconduttore, o ancora da una sottile pellicola

conduttrice. La potenza a radiofrequenza che si vuole misurare riscalda il bolometro provocando così una variazione della sua resistenza elettrica dalla quale si risale al valore della potenza stessa. Il bolometro viene generalmente incorporato in un circuito a ponte (cfr. 4.1), cosicché si riescono a misurare variazioni della resistenza anche molto piccole.

Nella fig. 2.4.6.1 viene mostrata la disposizione degli strumenti per

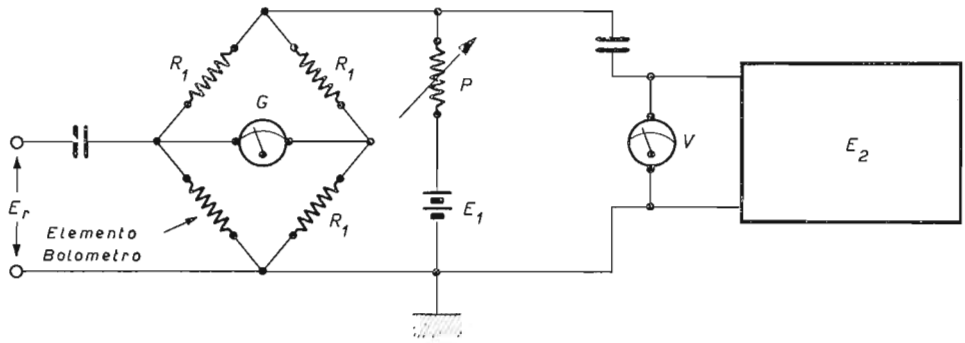


Fig. 2.4.6.1 Disposizione degli strumenti per una misura bolometrica di potenza a radiofrequenza.

una misura di potenza. Come si vede, vi sono tre sorgenti di tensione, una continua E_1, una alternata a bassa frequenza E_2, ed infine la radiofrequenza E_R di cui si misura la potenza.

Il ponte viene equilibrato agendo sul potenziometro P. Indi si spegne la radiofrequenza: questo provoca uno sbilanciamento del ponte, in quanto varia la resistenza del bolometro, ora meno riscaldato. Il ponte viene poi nuovamente bilanciato aumentando la potenza erogata dalla sorgente di tensione a bassa frequenza.

Si dimostra facilmente che la potenza a R.F. vale $(V_2^2 - V_1^2) / 4R_1$.

I metodi bolometrici presentano il vantaggio di funzionare fino a frequenze assai elevate (decine di kMHz) e di avere una sensibilità assai elevata (si riescono a misurare potenze di qualche decina di μW).

2.4.7 Altri metodi di misura della potenza a R. F.

La potenza in c. a. può essere misurata con un oscilloscopio inviando alle placchette di deflessione verticale ed orizzontale del tubo a raggi catodici (cfr. 1.4.6.4) rispettivamente una tensione proporzionale alla tensione ai capi del carico ed alla corrente di carico. Sullo schermo del tubo a raggi catodici compare allora una curva; si può dimostrare che l'area racchiusa da questa curva è proporzionale alla potenza dissipata sul carico. Questo metodo ha chiaramente lo svantaggio di ricondursi ad una misura di area, talvolta di non facile esecuzione. Il campo di fre-

quenze è determinato ovviamente dalle caratteristiche dell'oscilloscopio impiegato (cfr. 3.2.4).

Il metodo riflettometrico riveste particolare importanza perché permette di determinare separatamente il valore della potenza incidente sul carico e della potenza riflessa dal carico: la differenza fra queste due grandezze costituisce la potenza erogata dal generatore. I wattmetri basati su questo principio (che in genere possono funzionare anche come misuratori di adattamento di impedenza) vengono inseriti in serie ad una linea di trasmissione (cfr. 1.3) che collega il trasmettitore al carico (ad es. l'antenna). La potenza assorbita dal wattmetro è in genere trascurabile rispetto a quella erogata dal generatore. Un ottimo strumento di questo tipo (il Wattmetro per HF e Misuratore di Adattamento di Impedenza mod. NAN della Rohde e Schwarz) funziona nel campo delle frequenze comprese tra 1,5 MHz e 30 MHz, ha quattro portate rispettivamente di 30, 100, 300 e 1000 W ed una precisione del $\pm$ 8% (1).

L'impedenza caratteristica della linea di trasmissione in serie alla quale può essere posta la « testa » dello strumento può essere pari a 50, 60 o 70 Ω.

Tra gli altri numerosi metodi di misura della potenza a R.F. citeremo i metodi calorimetrici ed il metodo fotometrico. Il metodo calorimetrico di-

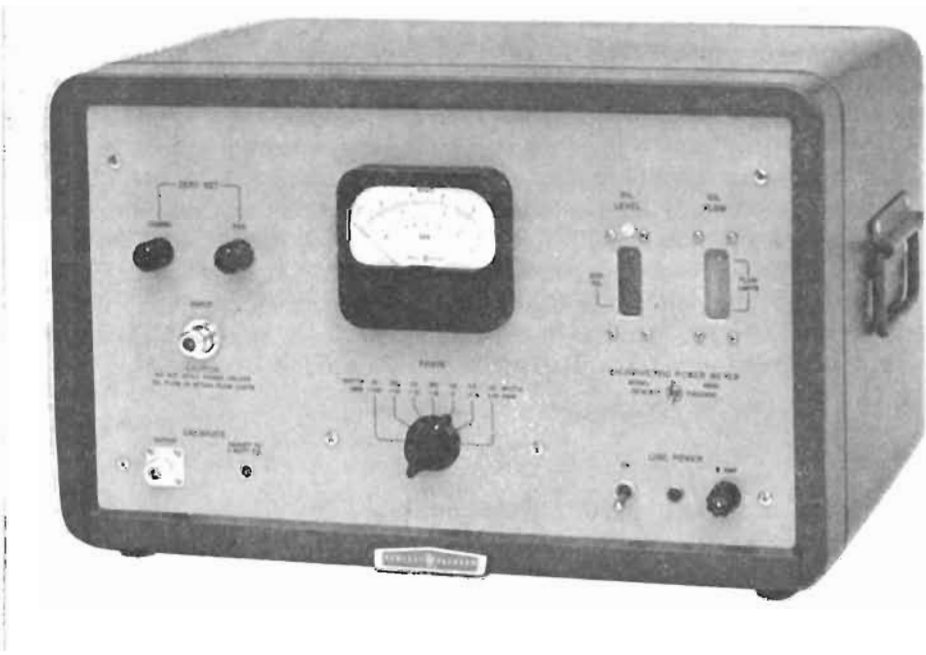


Fig. 2.4.7.1 Il misuratore di potenza calorimetrico Hewlett Packard Mod. 434 A.

(1) Lo strumento può essere usato anche come misuratore di adattamento di impedenza purché la potenza incidente che fluisce attraverso la linea sia superiore a 15 W.

retto consiste essenzialmente nella misura dell'aumento della temperatura di un fluido riscaldato da una resistenza dove viene dissipata la R.F. che si vuole misurare. Un tipico strumento in commercio che funziona in base a questo principio (Hewlett Packard 434 A Calorimetric Power Meter - v. fig. 2.4.7.1) è capace di eseguire misure di potenza per frequenze comprese tra 0 e 12,4 KMHz ed ha una sensibilità di 10 mW di fondo scala sulla portata minima.

L'impedenza di ingresso è di 50 Ω circa e la precisione della misura è del $\pm$ 5% sul valore di fondo scala.

Il metodo calorimetrico indiretto consiste nel determinare la potenza dissipata nello stadio finale di un trasmettitore misurando la temperatura del liquido di raffreddamento; tale potenza viene sottratta da quella, nota, erogata dagli alimentatori: la differenza è approssimativamente pari alla potenza trasmessa.

Infine nel metodo fotometrico si misura l'intensità del flusso luminoso emesso da un filamento acceso dalla R.F. (1).

Questa breve rassegna non pretende di esaurire tutti i metodi di misura della potenza a R.F, ma non ne menzioniamo altri perché sono in genere notevolmente complicati, anche se capaci di fornire indicazioni molto precise.

2.4.8 Misuratori del fattore di potenza

Il fattore di potenza di un circuito può essere misurato direttamente con uno strumento basato sul principio del wattmetro elettrodinamico (cfr. 2.4.2), con la differenza che l'equipaggio mobile è costituito da due bobine anzichè da una.

Queste vengono collegate rispettivamente tramite una resistenza in serie ed una induttanza in serie; pertanto le correnti che le percorrono sono tra loro sfasate di 90°. Se L_1 è la bobina con la resistenza in serie, e L_2 l'altra, la coppia torcente risulta interamente dovuta all'azione del campo magnetico su L_1 se il fattore di potenza vale 1, ed interamente dovuta all'azione del campo magnetico su L_2 se il fattore di potenza è nullo.

Con una opportuna disposizione geometrica di L_1 ed L_2 si può quindi fare in modo che l'ago connesso all'equipaggio mobile indichi il valore del fattore di potenza stesso.

Questi strumenti vengono impiegati nello stesso campo di frequenze e di potenze dei wattmetri elettrodinamici.

---

(1) Questo metodo, impiegato anche nelle misure di potenza ad A.F., non dà buoni risultati per R.F. molto elevate a causa della disuniformità di accensione del filamento.

2.5 Sonde per VTVM

2.5.1 Introduzione

Il campo di impiego di un VTVM può essere notevolmente ampliato se lo strumento è corredato da una serie di sonde.

La sonda è uno strumento che serve per portare all'ingresso del VTVM la tensione che si vuole misurare dal punto donde la si preleva, caricando quanto meno possibile il circuito in esame.

2.5.2 Sonde per R. F.

Con questo tipo di sonde un VTVM per tensioni continue può essere reso capace di misurare tensioni a R.F. fino ad alcune decine di MHz e oltre. La fig. 2.5.2.1 mostra il semplice schema di una sonda a R.F.

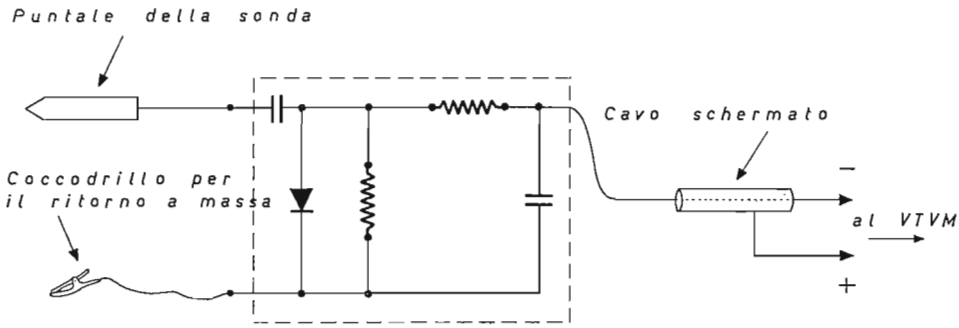


Fig. 2.5.2.1 Schema di principio di una sonda per radiofrequenza.

Ovviamente, perché la sonda non carichi il circuito esaminato ad alta frequenza, la capacità parassita del diodo deve essere quanto più piccola possibile.

2.5.3 Sonde per alta tensione

Se la tensione da misurare eccede la portata massima del VTVM si può usare una sonda per alta tensione, che consiste essenzialmente in un resistore di elevato valore (fino a migliaia di MΩ) inguainato in una custodia isolante. Il partitore costituito da questo resistore e dalla resistenza di ingresso del VTVM (1) riduce la tensione ad un valore non superiore

(1) Le sonde per alta tensione dei VTVM per c.a. sono spesso costituite da partitori di tipo capacitivo.

alla massima portata dello strumento. Si arriva così a misurare tensioni di molte decine di migliaia di Volt.

2.5.4 Sonde per misure del valore picco a picco della tensione

Spesso nella messa a punto dei circuiti televisivi risulta importante la misura del valore picco a picco della tensione (cfr. 2.1.1).

La fig. 2.5.4.1 mostra il circuito di una sonda che rende possibile di effettuare questa misura con un VTVM per tensioni continue.

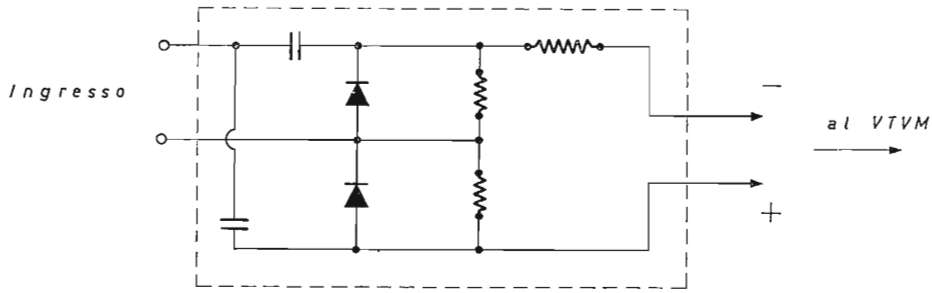


Fig. 2.5.4.1 Schema di principio di una sonda per misurare il valore picco a picco della tensione.

2.6 Caratteristiche complete di due strumenti per la misura della corrente e della tensione

La fig. 2.6.1 mostra il multimetro (1) « Avometer » mod. 8 MK II della Avo Ltd. Questo strumento, assai diffuso e di ottima qualità è capace di misurare tensioni e correnti continue ed alternate e resistenze.

Il dispositivo fondamentale di misura è costituito da un galvanometro a bobina mobile (cfr. 2.2.1) di sensibilità pari a 20.000 Ω per Volt (2).

(1) I multimetri vengono spesso designati col nome inglese generico di « tester » (alla lettera « verificatore », « provatore »).

(2) Cfr. 2.2.1. In realtà il galvanometro contenuto in questo strumento ha una sen-

Fig. 2.6.1 Il multimetro Avometer Mod. 8 Mk II.

La conversione del galvanometro in voltmetro ed in ohmetro viene ottenuta coi metodi indicati in 2.3.1 ed in 4.1.2, mentre le varie portate nella misura della corrente sono ottenute come viene indicato in 2.2.2. La corrente e la tensione alternata (1) vengono misurate grazie ad un sistema di raddrizzamento (cfr. 2.2.9).

Le caratteristiche dello strumento possono riassumersi nelle tabelle 2.6.1 e 2.6.2.

---

sibilità superiore a 20.000 Ω per Volt. La sensibilità viene abbassata da una resistenza posta in parallelo presente anche nella portata minima.

(1) Lo strumento è tarato per fornire i valori efficaci.

Tabella 2.6.1 *Portate dell' « Avometer ».*

Tensione continua	*Corrente continua*	*Tensione alternata*	*Corrente alternata*
2.500 V	10 A	2.500 V	10 A
1.000 V	1 A	1.000 V	2,5 A
500 V	100 mA	250 V	1 A
250 V	10 mA	100 V	100 mA
100 V	1 mA	25 V	
25 V	250 μA	10 V	
10 V	50 μA	2,5 V	
2,5 V			

Resistenze

0 — 200 MΩ	con batteria esterna
0 — 20 MΩ (1/2 scala = 200.000 Ω) 0 — 200.000 Ω (1/2 scala = 2.000 Ω) 0 — 2.000 Ω (1/2 scala = 20 Ω)	Con la batteria contenuta nello strumento
0 — 25 Ω	con una unità addizionale esterna.

Tabella 6.2.2 *Precisione delle misure esguibili con l' « Avometer ».*

Tensione continua	*Corrente continua*	*Tensione alternata*	*Corrente alternata*
2% dell'indicazione per deflessioni comprese tra metà della scala e fondo scala. 1% del valore di fondo scala per deflessioni inferiori a metà della scala.	1% del valore di fondo scala per deflessioni comprese tra 1/10 del valore di fondo scala ed il valore di fondo scala stesso.	Fino a 250V, 2,25% del valore di fondo scala per deflessioni comprese tra 25/100 del valore di fondo scala ed il valore di fondo scala stesso. (La frequenza deve essere compresa tra 25 e 2.000 Hz).	2,25% del valore di fondo scala per deflessioni comprese tra 25/100 del valore di fondo scala ed il valore di fondo scala stesso.

Va infine notato che:

a) la caduta di tensione ai capi dello strumento quando viene usato come milliamperometro in continua è pari a circa 125 mV sulla portata di 50 μA e a 0,5 V sulle altre portate e in alternata è di poco inferiore a 0,5 V su tutte le portate;

b) quando lo strumento viene usato come misuratore di tensione alternata l'assorbimento di corrente per le portate superiori a 100 V è di 1 mA per la deflessione completa. Nelle portate da 25 V, 10 V, e 2,5 V la corrente necessaria per ottenere la deflessione completa è pari rispettivamente a 4, 10 e 40 mA.

La fig. 2.6.2 mostra il VTVM Hewlett Packard mod. 412 A.

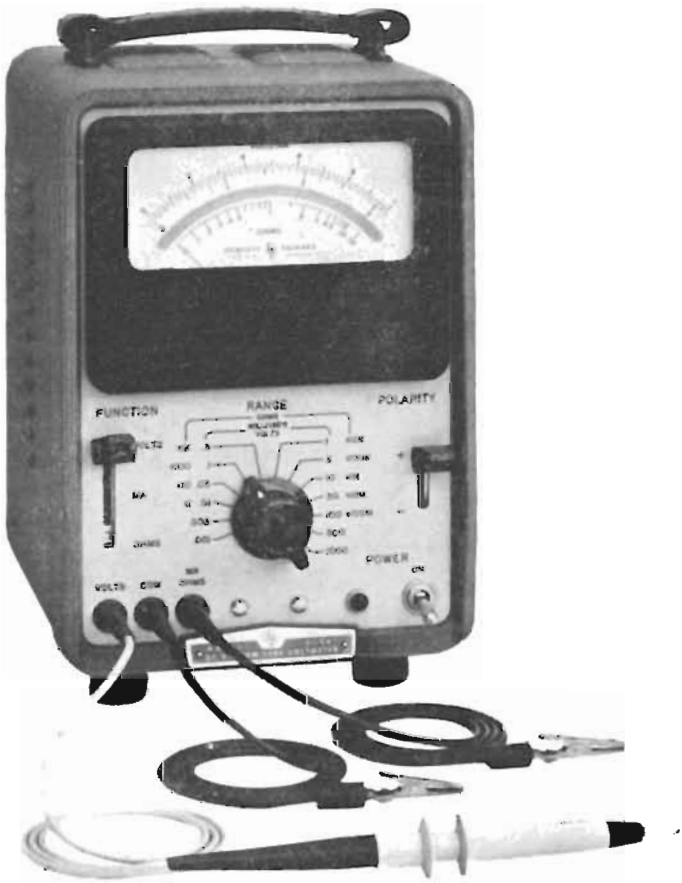


Fig. 2.6.2 Il VTVM Hewlett-Packard Mod. 412 A.

Questo strumento, che serve anche come milliamperometro e come ohmetro (cfr. 2.2.10 e 4.1.2) incorpora un sistema di amplificazione della tensione continua « a chopper » (1) (cfr. 2.3.4) allo scopo di ottenere una più elevata stabilità.

Le caratteristiche sono riassunte nella tabella 2.6.3.

---

(1) Lo strumento può anche essere usato come amplificatore in continua (Amplificazione = 1000).

Tabella 2.6.3 *Caratteristiche del VTVM Hewlett Packard mod. 412 A.*

Tensione positiva e negativa				*Corrente positiva e negativa*			
Portata		*Resistenza di ingresso*	*Precisione*	*Portata*		*Resistenza di ingresso*	*Precisione*
1000	V	200 MΩ ± 1%	± 1% del valore di fondo scala	1000	mA	0,1 Ω	± 2% del valore di fondo scala
300	V	idem	idem	300	mA	idem	idem
100	V	idem	idem	100	mA	idem	idem
30	V	idem	idem	30	mA	idem	idem
10	V	idem	idem	10	mA	idem	idem
3	V	idem	idem	3	mA	0,316 Ω	idem
1	V	idem	idem	1	mA	1 Ω	idem
0,3	V	idem	idem	0,3	mA	3,16 Ω	idem
0,1	V	100 MΩ ± 1%	idem	0,1	mA	10 Ω	idem
0,03	V	30 MΩ ± 1%	idem	0,03	mA	31,6 Ω	idem
0,01	V	10 MΩ ± 1%	idem	0,01	mA	100 Ω	idem
0,003	V	idem	idem	0,003	mA	316 Ω	idem
0,001	V	idem	idem	0,001	mA	1000 Ω	idem

Resistenze

Portate: 1 - 10 - 10^2 - 10^3 - 10^4 - 10^5 - 10^6 - 10^7 - 10^8 Ω a metà scala.

Precisione: ± 5% del valore indicato tra 0,2 Ω e 500 MΩ.
± 10% del valore indicato tra 0,01 e 0,2 Ω e tra 500 mΩ e 5.000 MΩ.

2.7 Esercizi

1. *Si supponga di misurare la tensione nel punto P del circuito di* fig. 2.7.1. *Che risultato si ottiene impiegando:*

a) *Il multimetro « Avometer » ;*
b) Il VTVM HP 412 A?

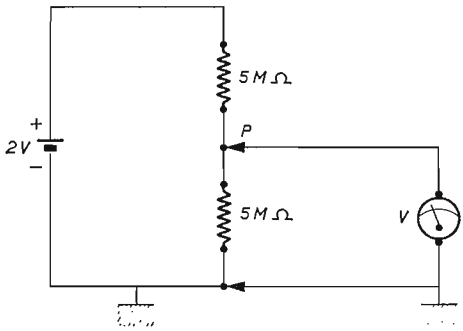


Fig. 2.7.1.

2. *Si calcoli la sensibilità (in Ω per Volt) del multimetro « Avometer » per tutte le portate relative alla corrente continua.*

3. *Si esegua il calcolo dell'es.* 2 *per le portate relative alla corrente alternata.*

4. *Dato il circuito di* fig. 2.7.2 *si determini qual è il valore della corrente misurata*

a) *col multimetro «Avometer »;*
b) *Col* VTVM HP 412 A.

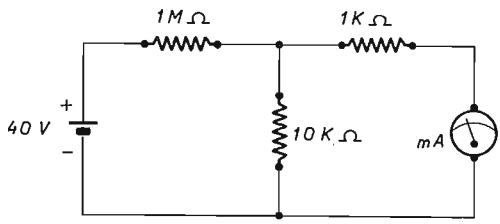


Fig. 2.7.2.

5. *Quale tipo di voltmetro si deve usare se si vuole pilotare con lo strumento una stampatrice allo scopo di ottenere una indicazione scritta del valore rilevato?*

6. *Quale tipo o quali tipi di voltmetri conviene impiegare dovendo riparare un comune apparecchio radioricevente?*

3

Oscilloscopi e registratori grafici

3.1 Introduzione

L'oscilloscopio a raggi catodici è uno strumento indispensabile perché è il solo che permette di analizzare dettagliatamente il funzionamento di un circuito, esaminando la forma d'onda dei segnali di tensione in qualsiasi punto del circuito stesso (1). Le forme d'onda da esaminare compaiono sullo schermo di un tubo a raggi catodici (2) (cfr. **1**, figg. 4.6.4.1 - 4.6.4.10) e costituiscono il diagramma della tensione in funzione del tempo.

Gli oscillografi ed i registratori grafici tipo « XY » sono strumenti di impiego assai più ristretto, ma parimenti indispensabili in talune particolari applicazioni (3). In essi il segnale di tensione analizzato viene registrato generalmente su un nastro o un foglio di carta graduata.

---

(1) Per altri usi dell'oscilloscopio cfr. i capp. 5 e 6.

(2) D'ora in poi indicato per brevità con le lettere CRT, abbreviazione delle parole inglesi Cathode Ray Tube.

(3) Tipicamente registrazione di tensioni lentamente variabili su un lungo intervallo di tempo.

3.2 Gli oscilloscopi a raggi catodici

3.2.1 I principi di funzionamento

Il meccanismo elementare di funzionamento di un oscilloscopio a raggi catodici è illustrato nella fig. 3.2.1.1.

L'impulso da esaminare viene inviato tramite un amplificatore ed

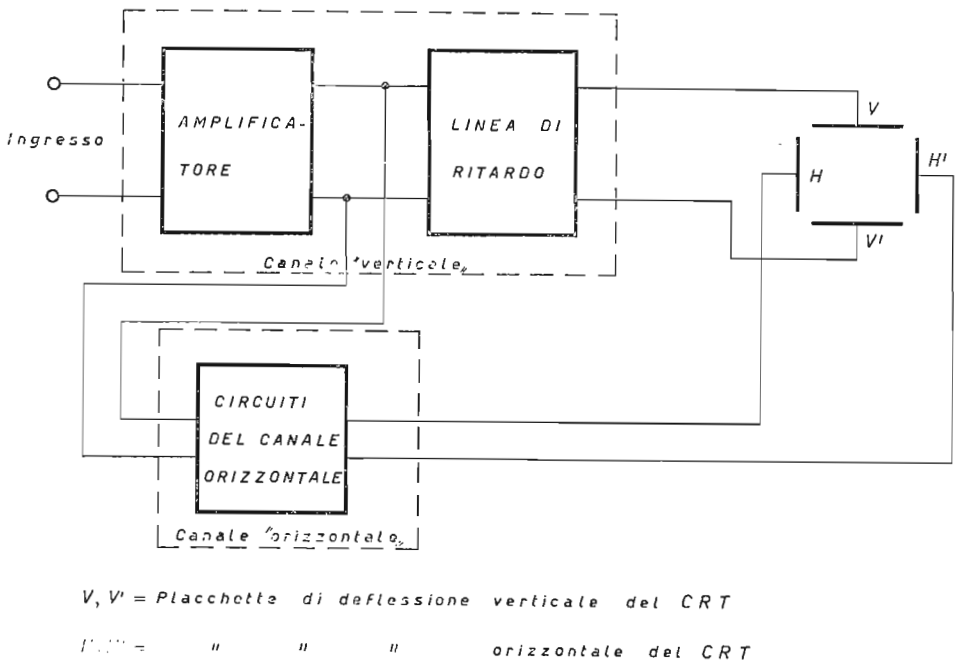


Fig. 3.2.1.1 Schema a blocchi semplificato di un oscilloscopio.

una linea di ritardo (cfr. 1.3) alle placchette di deviazione verticale del CRT. Tra le placchette di deviazione orizzontale viene invece inviato un segnale della forma indicata in fig. 3.2.1.2 generato da un particolare circuito oscillante ad una frequenza propria (1) o comandato dallo stesso impulso che si vuole esaminare.

La salita del segnale di fig. 3.2.1.2 è una funzione lineare del tempo e pertanto la deflessione orizzontale del fascetto elettronico avviene a

(1) In questo caso non è necessaria la linea di ritardo nel canale verticale: questa infatti serve solo nel secondo caso a stabilire la corretta relazione temporale tra l'impulso da analizzare ed il segnale « a dente di sega ».

Fig. 3.2.5.1 L'oscilloscopio campionatore Tektronix Mod. 567 con lettura numerica delle caratteristiche del segnale. Questo oscilloscopio ha un tempo di salita di 0.4 ns ed una sensibilità di 2 mV/div.

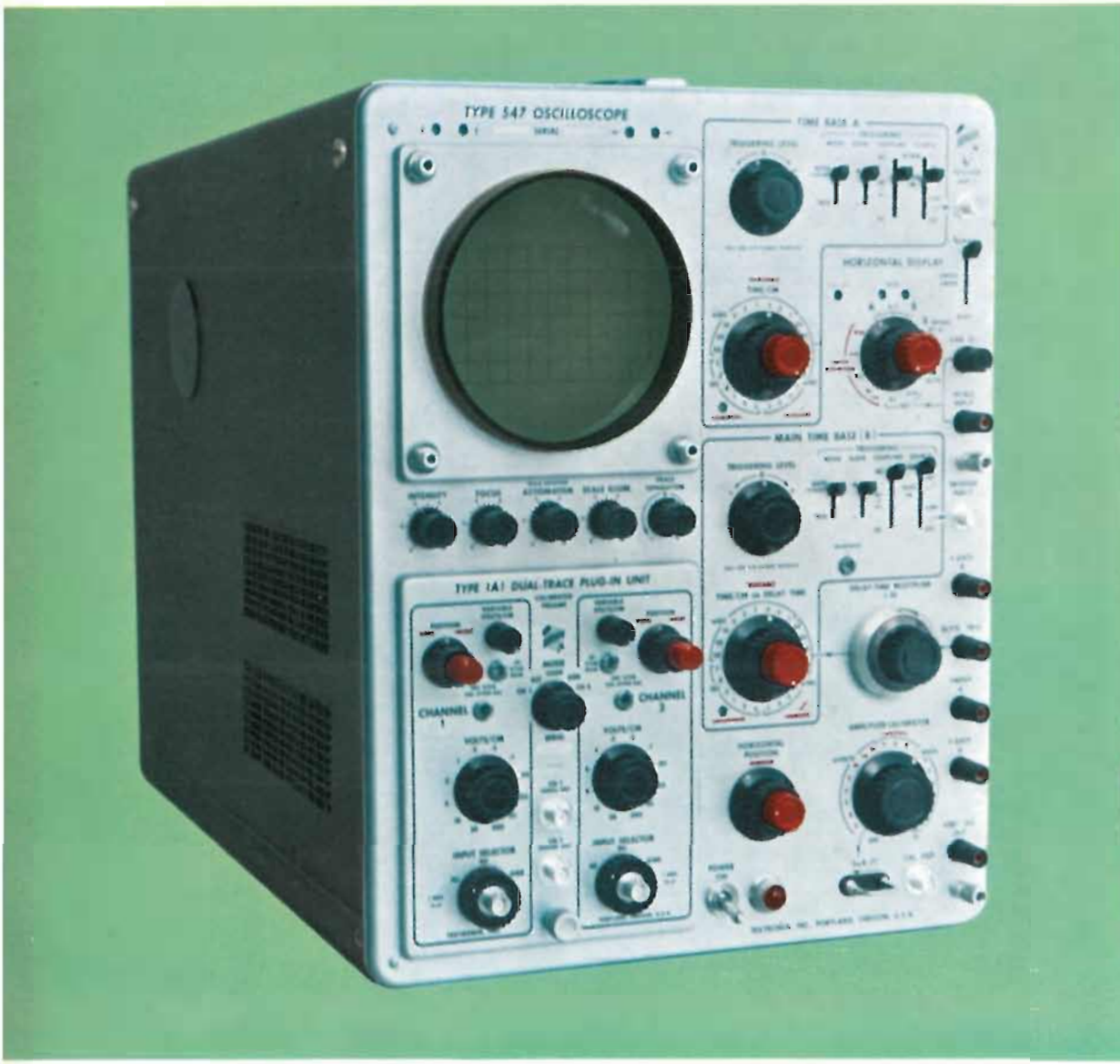


Fig. 3.4.3. L'oscilloscopio Tektronix Mod. 547 col Plug-In Mod. 1A1.

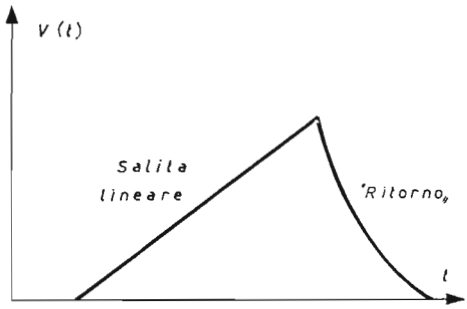


Fig. 3.2.1.2 Segnale «a dente di sega».

velocità costante. La traccia che compare sullo schermo del CRT non è allora altro che il diagramma in funzione del tempo del segnale di tensione inviato al canale verticale (cfr. **1**, 4.6.4).

3.2.2 Vari tipi di oscilloscopi

I molti tipi di oscilloscopi che si trovano in commercio possono essere grossolanamente divisi in due categorie ([1]):

1) oscilloscopi « per uso generale », largamente usati nel servizio di manutenzione e riparazione di apparecchi radioriceventi e televisivi ed in altre semplici applicazioni;

2) oscilloscopi « da laboratorio », tra i quali comprendiamo tutti gli strumenti più perfezionati usati nelle applicazioni dove è richiesta la più avanzata tecnica elettronica.

Allo scopo di meglio caratterizzare un oscilloscopio per poterne indicare con precisione il campo di impiego è però necessario avere una idea più approfondita del sistema di funzionamento.

3.2.3 Schema a blocchi e descrizione del funzionamento di un oscilloscopio

Nella fig. 3.2.3.1 viene mostrato lo schema a blocchi di un moderno oscilloscopio ([2]).

Come si vede, lo schema semplificato di fig. 3.2.1.1 è, per il canale orizzontale, ampiamente riassuntivo.

([1]) Questa suddivisione è stata introdotta a scopo puramente didattico e non corrisponde ad alcuna convenzione ufficiale.

([2]) Lo schema ripete, nelle sue linee essenziali, quello dell'oscilloscopio Tektronix mod. 515 A.

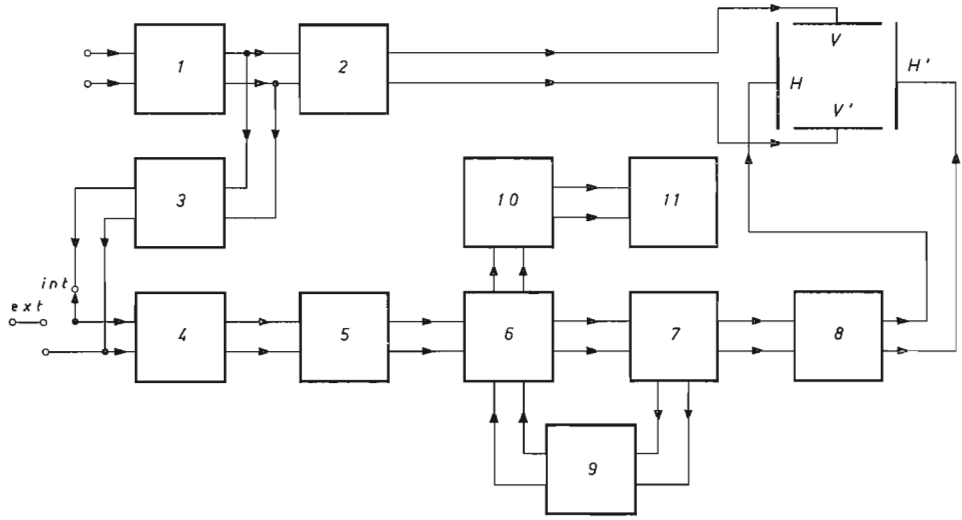


Fig. 3.2.3.1 Schema a blocchi di un oscilloscopio.

L'impulso all'uscita dell'amplificatore « verticale » (1), il cui guadagno regolabile determina l'ampiezza del segnale tracciato sullo schermo, viene inviato sia alle placchette di deflessione verticale tramite la linea di ritardo (2), sia al canale orizzontale (1) tramite l'inseguitore catodico (3) (cfr. 1.4.3.5 - quest'ultimo serve per non « caricare » eccessivamente l'amplificatore (1)).

Il circuito Schmitt (5) (cfr. 2.5.8.3), al quale il segnale arriva dopo essere stato amplificato nel circuito (4), ha una tensione di soglia regolabile dall'operatore e scatta solo quando l'ampiezza dell'impulso di comando supera il valore prescelto. Questo accorgimento è molto utile quando gli impulsi da esaminare sono accompagnati da una folla di segnali di disturbo di ampiezza minore (2).

In tale caso infatti, se il segnale « a dente di sega » viene fatto sganciare anche dai segnali di disturbo, le tracce degli altri, che sono quelli che realmente interessano, vengono mascherate dalla forte luminosità prodotta dalle tracce dei segnali di disturbo stessi, molto più numerosi.

Questo inconveniente chiaramente non si verifica se il « segnale a dente di sega » viene sganciato solo da impulsi di ampiezza superiore all'ampiezza massima dei segnali di disturbo, il che si può facilmente ottenere regolando opportunamente la tensione di scatto del circuito (5). Il circuito (5) aziona il multivibratore bistabile (6) (cfr. 2.5.5.2) che, a

---

(1) Il segnale che viene inviato al canale orizzontale e che può essere ricavato o nel modo testé descritto o da una sorgente esterna viene detto « segnale di sincronizzazione » o « di trigger » (in inglese « trigger » = « grilletto »).

(2) Una situazione di questo genere si presenta assai spesso ad es. a chi opera sulle apparecchiature elettroniche relative al controllo dei reattori o alle esperienze di fisica nucleare.

sua volta, comanda il generatore di segnali « a dente di sega » (7), in genere un circuito tipo « bootstrap » (cfr. 2.5.3.5.1) o « Miller » (cfr. 2.5.3.5.2).

La pendenza del segnale generato dal circuito (7) è regolabile, e determina l'unità di misura dell'asse dei tempi sullo schermo graduato del CRT. Il circuito (6) è progettato in modo tale che i segnali provenienti dal circuito (5) non hanno la possibilità di riportarlo nello stato iniziale. Pertanto ulteriori segnali che sopraggiungano quando non è ancora terminata la salita del segnale « a dente di sega » non possono disturbare l'operazione del circuito (7). Quando invece il segnale « a dente di sega » ha raggiunto la sua ampiezza massima (ed il fascio elettronico è di conseguenza arrivato all'estremità destra dello schermo) il multivibratore (6) viene riportato nelle sue condizioni iniziali, col che viene interrotta l'azione del circuito (7), mediante il segnale fornito dal circuito (7) stesso. L'inseguitore catodico (8) ha il solo compito di riportare il segnale « a dente di sega » anche al circuito (6) senza « caricare » eccessivamente il circuito (7).

L'oscilloscopio è così pronto a registrare un altro segnale.

Il circuito (9) prende il nome di « amplificatore orizzontale » chiaramente perché alla sua uscita sono collegate le placchette di deflessione orizzontale del CRT.

Per evitare che sullo schermo compaia la traccia dovuta al ritorno del segnale « a dente di sega » (cfr. fig. 3.2.1.2), una griglia del CRT polarizzata ad una tensione negativa sufficientemente elevata (tensione di « blanking ») (1) impedisce normalmente al fascio elettronico di giungere sullo schermo. La tensione di « blanking » viene però disinserita durante tutta la salita del segnale « a dente di sega » da un segnale, detto di « unblanking », prelevato dal multivibratore (6) tramite l'inseguitore catodico (10).

Lo schema a blocchi testé spiegato ha, ovviamente, un valore puramente indicativo in quanto solo i migliori oscilloscopi « per uso generale » sono costruiti secondo schemi simili a quello di fig. 3.2.3.1, mentre, d'altra parte, gli oscilloscopi da laboratorio possono essere anche notevolmente più complicati.

3.2.4 Caratteristiche di un oscilloscopio

I parametri più indicativi delle prestazioni di un oscilloscopio sono i seguenti:

1) « *Sensibilità verticale* »: Si esprime in volt/cm. (o, più in generale, in volt/div.) (2) ed indica la minima tensione necessaria per ottenere una

---

(1) La tensione di « blanking » (in inglese « blanking » = « cancellamento ») viene fornita dall'alimentatore (II) di fig. 3.2.3.1.

(2) Negli strumenti inglesi ed americani talvolta lo schermo è graduato in frazioni di pollice. Ad es. nell'oscilloscopio Tektronix mod. 310 A (cfr. 3.4) 1 divisione = 1/4 di pollice.

deflessione verticale di 1 cm (o più in generale di una divisione) del fascio eletronico, col guadagno dell'amplificatore verticale posto al suo valore massimo. Naturalmente la sensibilità è tanto più elevata quanto più piccolo è il numero che la esprime.

2) « *Banda passante* »: Si misura in Hz, ed esprime la frequenza di taglio superiore dell'amplificatore verticale (cfr. 2.1.4). La frequenza di taglio inferiore è, in genere, uguale a zero. In caso contrario il suo valore viene indicato.

3) « Tempo di salita »: si esprime in microsecondi (1) o in nanosecondi (2) ed è quello dell'amplificatore verticale. Il tempo di salita e la frequenza di taglio superiore sono in stretta relazione (cfr. 2.1.4).

4) « Massima deflessione lineare »: si esprime in cm ed indica la massima deflessione verticale sullo schermo del CRT che si può imprimere al fascio elettronico fermo restando il rapporto di proporzionalità lineare tra la deflessione stessa e la tensione applicata.

5) « Impedenza d'ingresso »: in genere l'impedenza di ingresso è costituita essenzialmente da una resistenza con in parallelo una capacità e pertanto i costruttori indicano i valori dell'una e dell'altra. Ovviamente, perché il tempo di salita dell'amplificatore verticale sia piccolo (e quindi la frequenza di taglio superiore sia elevata) occorre che la capacità di ingresso sia quanto più possibile ridotta.

6) « Valori possibili per l'unità di misura dell'asse dei tempi »: la velocità di salita del segnale « a dente di sega » può essere regolata su una serie di valori che corrispondono a diverse velocità di deflessione orizzontale del fascio elettronico. Queste velocità vanno da alcune frazioni di cm/sec (o più in generale div/sec), fino a qualche cm/μs (div/μs) o, addirittura, cm/ns (div/ns) a seconda del tipo di oscilloscopio.

7) « Sensibilità orizzontale »: si esprime in Volt/cm ed indica la tensione che occorre applicare all'ingresso dell'amplificatore orizzontale per ottenere una deflessione di 1 cm. Questo parametro è utile solo nel caso in cui, per particolari esigenze (3), si desideri staccare l'ingresso dell'amplificatore orizzontale e pilotare dall'esterno le placchette di deflessione orizzontale del CRT.

Gli oscilloscopi « per uso generale » in commercio si differenziano da quelli « da laboratorio » principalmente per la risposta in frequenza: mentre nei primi la banda passante dell'amplificatore verticale non supera in genere i 4-5 MHz, nei secondi essa può arrivare fino a 100 MHz ed oltre (cfr. 3.2.6).

In 3.4 vengono riportate le caratteristiche di un oscilloscopio per uso generale e di uno da laboratorio.

---

(1) 1 microsecondo (1 μs) = 10^{-6} secondi.
(2) 1 nanosecondo (1 ns) = 10^{-9} secondi.
(3) Cfr. ad es. cap. 5.

3.2.5 Oscilloscopi con caratteristiche particolari

a) Possibilità di inserire « Plug in » di vario tipo.

In molti oscilloscopi da laboratorio l'amplificatore verticale o anche l'insieme dei circuiti riguardanti il comando dell'asse dei tempi sono montati in cassetti (« Plug in ») estraibili e sostituibili con altri. Si ottiene così una grande varietà di caratteristiche di impiego che rende l'oscilloscopio assai versatile.

Ad esempio, gli oscilloscopi Tektronix della serie 540 sono dotati di una vasta gamma di « Plug in » per il canale verticale, ciascuno con particolari caratteristiche (cfr. 3.4).

b) Possibilità di « immagazzinare » l'immagine.

Alcuni moderni oscilloscopi (ad es. Tektronix mod. 564, Analab mod. 1220) presentano l'interessante possibilità di fissare sullo schermo l'immagine anche di un singolo segnale e di conservarvela per un tempo determinabile a piacere e lungo fino a varie ore o, addirittura, vari giorni, a seconda dei tipi.

c) Possibilità di ottenere informazioni di tipo numerico sull'impulso analizzato.

Vi sono anche oscilloscopi capaci di fornire informazioni di tipo numerico sulle caratteristiche dei segnali analizzati; ad esempio l'oscilloscopio campionatore (cfr. 3.2.6) Tektronix modello 567 corredato con i « Plug in » 6 R 1, 3 S 76 e 3 T 77 fornisce su un quadrante costituito da cifre luminose (v. fig. 3.2.5.1 nelle tavole fuori testo) il tempo di salita o l'ampiezza di un impulso di tensione, o il periodo di un segnale sinusoidale, o la distanza nel tempo tra due segnali ecc.

3.2.6 Gli oscilloscopi campionatori

Gli oscilloscopi campionatori (in inglese « sampling oscilloscopes ») permettono di ottenere bande passanti eccezionalmente ampie (fino a 3-4 GHz [1] contro i 100 MHz max degli oscilloscopi convenzionali [2]) con sensibilità elevatissima (1-2 mV/cm).

Queste caratteristiche sono frutto di una tecnica assai più complicata di quella degli oscilloscopi convenzionali: il semplice schema a blocchi di fig. 3.2.3.1 non vale più nemmeno approssimativamente per un oscilloscopio campionatore. Mentre un oscilloscopio convenzionale produce un'immagine completa di ogni segnale che venga inviato all'ingresso dello strumento, l'oscilloscopio « sampling » campiona il segnale di ingresso in punti disposti in ordinata successione nel tempo (v. fig. 3.2.6.1) e rico-

---

[1] 1 GHz = 1000 MHz.

[2] L'oscilloscopio Tektronix mod. 519 ha una banda passante di 1 GHz, ma la sua sensibilità è di 10 V/cm, che vanno paragonati con i 1-2 mV/cm dei migliori « sampling ».

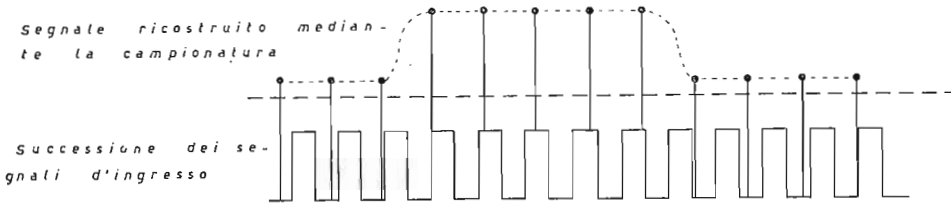


Fig. 3.2.6.1 L'oscilloscopio « sampling » ricostruisce uno dei segnali mediante i punti ottenuti campionando la successione.

struisce sullo schermo l'andamento del segnale stesso mediante una serie di puntini (fig. 3.2.6.2).

I campioni del segnale in esame (che producono i punti luminosi sullo schermo) sono di ampiezza proporzionale a quella del segnale stesso nel punto dove esso viene campionato, ma la loro durata è determinabile a piacere, e pertanto non è necessario che la frequenza di taglio superiore del sistema di deflessione verticale sia particolarmente alta.

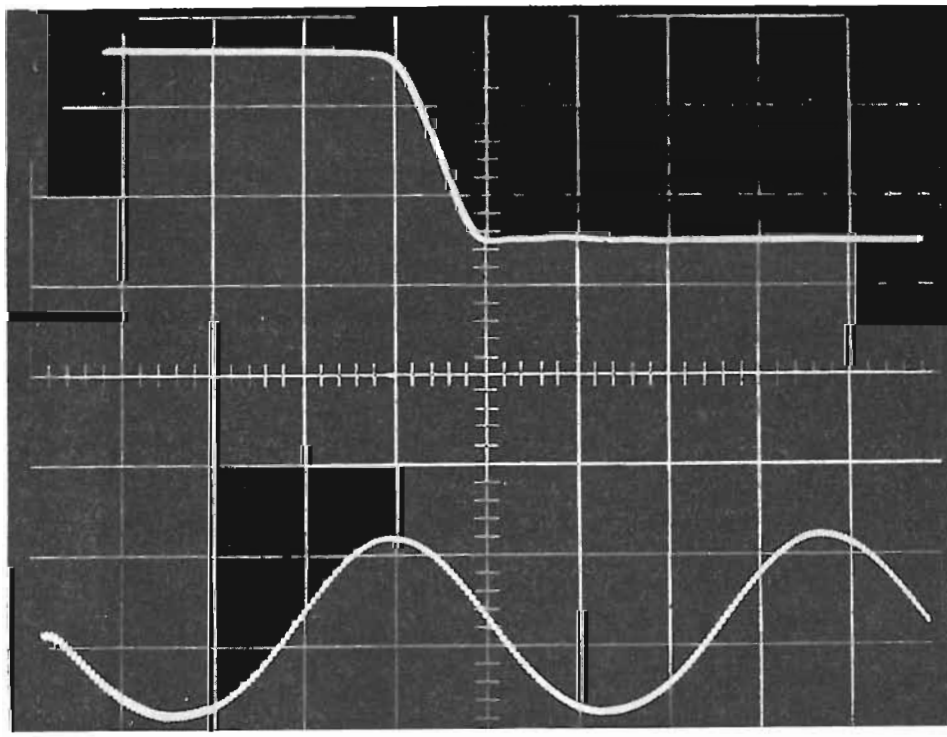


Fig. 3.2.6.2 Due oscillogrammi fotografati sullo schermo di un oscilloscopio « sampling » (Tektronix Mod. 661). Il primo mostra la rapida discesa di un segnale rettangolare (la sensibilità sull'asse orizzontale è di 0,5 ns/div.); il secondo mostra un segnale sinusoidale di frequenza pari a 100 KHz circa (la sensibilità sull'asse orizzontale è in questo caso di 2 μs/div.). I puntini della campionatura sono chiaramente visibili solo nel secondo oscillogramma nel quale la loro densità è di 20/div. Nel primo la traccia sembra continua stante l'elevata densità di campionatura (1000 punti/div.).

È quindi possibile ricostruire un segnale anche estremamente rapido mediante un insieme di circuiti che operano con tempi caratteristici molto superiori (1): negli oscilloscopi campionatori si sostituisce al tempo proprio del segnale un « tempo fittizio ».

Una limitazione caratteristica di questo tipo di oscilloscopi è quella derivante dalla necessità che il segnale da analizzare si ripeta nel tempo con una frequenza media di almeno qualche Hz, mantenendosi costante come ampiezza e forma: queste condizioni sono largamente verificate dai segnali che si possono ottenere, ad es., da un impulsatore o da un oscillatore (cfr. cap. 7), strumenti tipicamente usati quando si effettua una serie di prove su un circuito elettronico; in altre applicazioni (ad es. nelle esperienze di fisica nucleare) la situazione è però radicalmente diversa: i segnali che si vogliono esaminare sono tra di loro diversi come ampiezza e talvolta anche come forma, e inoltre occorrono a caso nel tempo. Tuttavia, con l'aiuto di speciali tecniche, l'uso degli oscilloscopi « sampling » può talvolta venire esteso anche a questo ultimo caso.

3.2.7 Sonde per oscilloscopi

A somiglianza di quanto si verifica per i VTVM (cfr. 2.5.2) anche nel caso degli oscilloscopi è sovente indispensabile disporre di una sonda per portare all'ingresso dell'oscilloscopio stesso i segnali da analizzare perturbando il minimo possibile il circuito in esame. Le sonde per oscilloscopi possono, grosso modo, essere divise in sonde di tipo « attivo » e sonde di tipo « passivo ».

Le sonde del secondo tipo consistono generalmente in un partitore compensato (cfr. fig. 3.4.2) posto in una opportuna custodia e collegato all'ingresso dell'oscilloscopio da un cavo schermato (v. fig. 3.2.7.1). Il segnale risulta così attenuato di un certo fattore A mentre la resistenza di ingresso del sistema sonda più oscilloscopio risulta leggermente superiore a quella dell'oscilloscopio stesso moltiplicata per $1/A$. Anche la parte capacitiva della impendenza di ingresso totale risulta leggermente aumentata (cioè la capacità stessa diminuita).

In una sonda di tipo attivo è invece incorporato un trasferitore di impedenza, realizzato generalmente con un inseguitore catodico (cfr. **1**, 4.3.5). Si riesce così a trasferire il segnale all'oscilloscopio con una attenuazione molto inferiore al caso precedente.

Le sonde degli oscilloscopi di tipo convenzionale hanno in genere una impedenza di ingresso costituita da una resistenza di 10 MΩ ed una capacità dell'ordine di 5-20 pF. Nel caso degli oscilloscopi campionatori invece, a causa dell'alto valore della frequenza di taglio superiore dell'oscilloscopio, il segnale deve essere portato all'ingresso dell'oscilloscopio

---

(1) L'unico circuito che deve essere rapido è quello di « interrogazione », cioè quello che campiona il segnale.

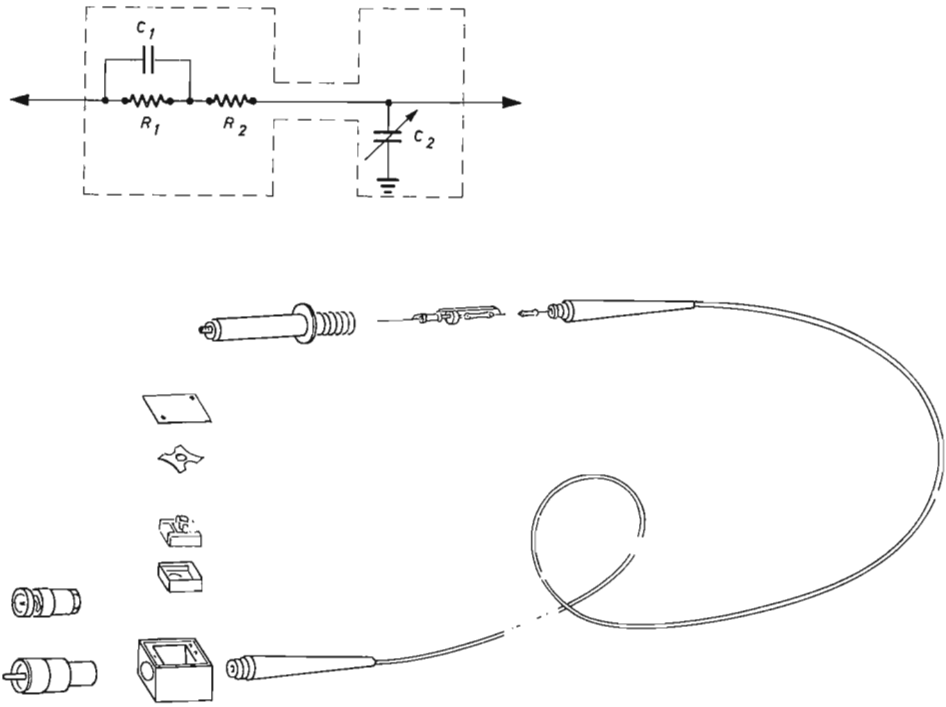


Fig. 3.2.7.1 Particolarità costruttive della sonda dell'oscilloscopio Tektronix Mod. 515 A.

stesso mediante un cavo coassiale da 50 ohm (1) propriamente terminato alla sua estremità ricevente (2). Questo fatto rende impossibile realizzare una sonda di tipo passivo con una resistenza di ingresso superiore a circa 1000 ohm se non si vuole introdurre una attenuazione estremamente elevata. D'altra parte è molto difficile realizzare sonde di tipo attivo ad alta impedenza di ingresso che diano buoni risultati oltre i 1000 MHz. È pertanto chiaro che, usando oscilloscopi campionatori, conviene evitare il più possibile l'uso delle sonde (3).

Ci sembra infine opportuno accennare alle sonde « di corrente ». Si tratta di dispositivi che permettono di analizzare un segnale di corrente senza trasformarlo in tensione inviandolo su una resistenza, né interrompere la linea sulla quale passa il segnale stesso. Le sonde « di corrente » funzionano ponendo una piccola spira intorno al conduttore che porta la corrente in esame, il cui passaggio fa sorgere una debole forza elettromotrice indotta sulla spira stessa. Il segnale così ottenuto viene amplificato e inviato all'oscilloscopio.

---

(1) Cfr. 1.3. Si usano linee con impedenza caratteristica di 50 ohm perché sono quelle che presentano la miglior risposta alle alte frequenze.

(2) L'impedenza di ingresso degli oscilloscopi campionatori è pertanto pari a 50 ohm.

(3) Questi inconvenienti possono essere talora ovviati incorporando nella sonda stessa il circuito di campionatura.

Con le sonde « di corrente » per oscilloscopi convenzionali si raggiungono sensibilità dell'ordine di 1mA/div e bande passanti comprese tra qualche decina di Hz (frequenza di taglio inferiore) e circa 20 MHz (frequenza di taglio superiore).

3.3 Gli oscillografi ed i registratori tipo "XY"

3.3.1 Gli oscillografi [1]

Segnali lentamente variabili possono venire registrati mediante un registratore grafico chiamato « oscillografo ». Negli strumenti di questo tipo il segnale da esaminare, amplificato da un amplificatore in continua, pilota un galvanometro di d'Arsonval (cfr. 2.2.2) alla cui bobina mobile è fissata una penna, che registra il segnale stesso su un nastro

Fig. 3.3.1 L'oscillografo Brush Mod. Mark II.

[1] È molto diffusa la tendenza a chiamare « oscillografi » gli oscilloscopi. In realtà, come si vede, si tratta di strumenti solo concettualmente simili.

di carta graduata. Il nastro viene fatto scorrere a velocità costante sotto la penna da un motorino.

In alcuni oscillografi il sistema di registrazione funziona mediante uno stilo riscaldato al posto della penna. Lo stilo « scrive » su un rotolo di carta speciale, particolarmente sensibile al calore.

Gli strumenti di questo tipo presentano in genere una sensibilità di qualche mV/mm (qualche frazione di mV nei tipi più perfezionati) ed una banda passante assai ristretta (0- 100 Hz fino a qualche migliaio di Hz in alcuni tipi speciali) (1). La resistenza di ingresso è dell'ordine di 100 KΩ-1 MΩ. Le velocità possibili per lo svolgimento del nastro di carta vanno in genere da qualche frazione a qualche centinaio di mm/sec (2).

La fig. 3.3.1.1 mostra un oscillografo molto diffuso.

3.3.2 I registratori tipo « XY »

I cosiddetti « XY » sono dei registratori grafici nei quali lo spostamento orizzontale e quello verticale di un corsoio contenente una penna (che scrive su un foglio rettangolare graduato) sono proporzionali ai valori

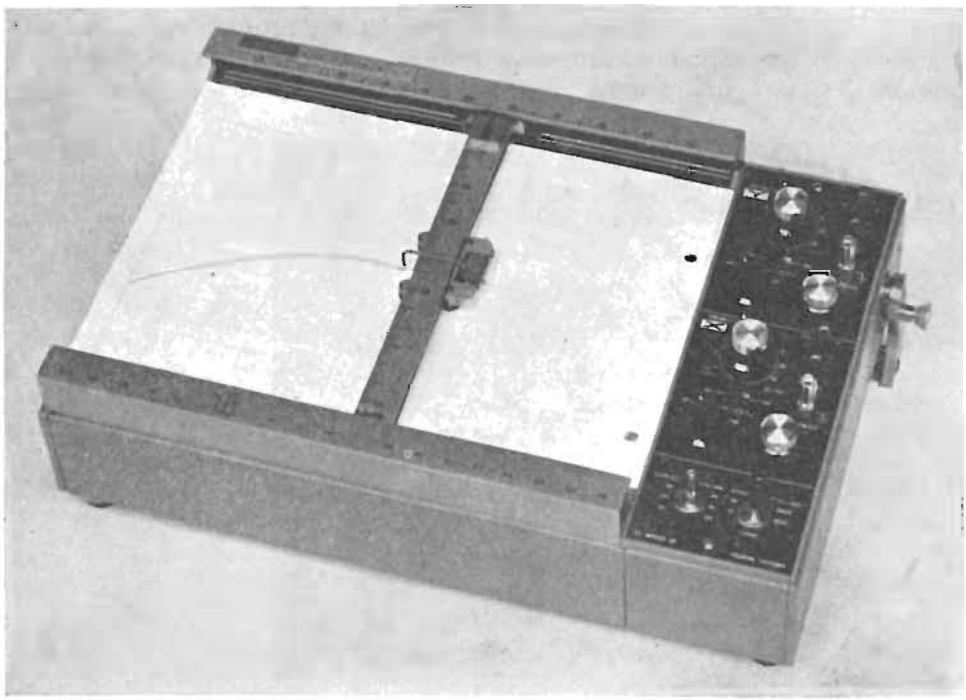


Fig. 3.3.2.1 Il registratore « XY » Mosely Mod. 135.

(1) I tipi più rapidi sono quelli col sistema di registrazione termica.

(2) Sono in commercio anche strumenti di tipo più semplice, privi di amplificatore

delle tensioni applicate rispettivamente agli ingressi « X » ed « Y » dello strumento (1).

Pertanto, se $V_y = Y(t)$ è la tensione inviata al canale Y e $V_x = X(t)$ è la tensione inviata al canale X, la curva tracciata dalla penna sul foglio fornisce il grafico della funzione Y = Y(X).

In genere negli «XY » è incorporato un generatore di segnali « a dente di sega » la cui uscita si può connettere all'ingresso X per avere l'andamento della tensione applicata all'ingresso Y in funzione del tempo. La fig. 3.3.2.1 mostra un registratore tipo « XY » assai diffuso. Un modello più recente e perfezionato della stessa marca (mod. 7030 A) è dotato delle seguenti caratteristiche: sensibilità 100 microvolt/pollice (1 pollice = 2,54 cm) resistenza di ingresso: 1 MΩ su entrambi gli assi. Nello strumento è incorporato un generatore di segnali « a dente di sega con velocità comprese tra 2 e 0,01 pollici/sec.

3.4 Caratteristiche complete di due oscilloscopi

La figura 3.4.1 mostra un ottimo oscilloscopio per uso generale (Tektronix mod. 310 A).

Come si vede, al fine di rendere più agevole l'uso dello strumento, il pannello frontale è stato diviso in tre riquadri contenenti rispettivamente i comandi relativi al canale orizzontale (comandi 2-5), il calibratore (comando 6), la cui funzione verrà spiegata più oltre, e i comandi relativi al canale verticale (comandi 9-10)..

Diamo ora una spiegazione della funzione dei singoli comandi in stretta connessione con lo schema a blocchi di fig. 3.2.3.1.

– I comandi (1) riguardano la luminosità della traccia, la sua focalizzazione e la illuminazione della scala.

– I comandi (2) e (2′) regolano la velocità di salita del segnale « a dente di sega » generato dal circuito 7 di fig. 3.2.3.1, determinando pertanto l'unità di misura sull'asse dei tempi.

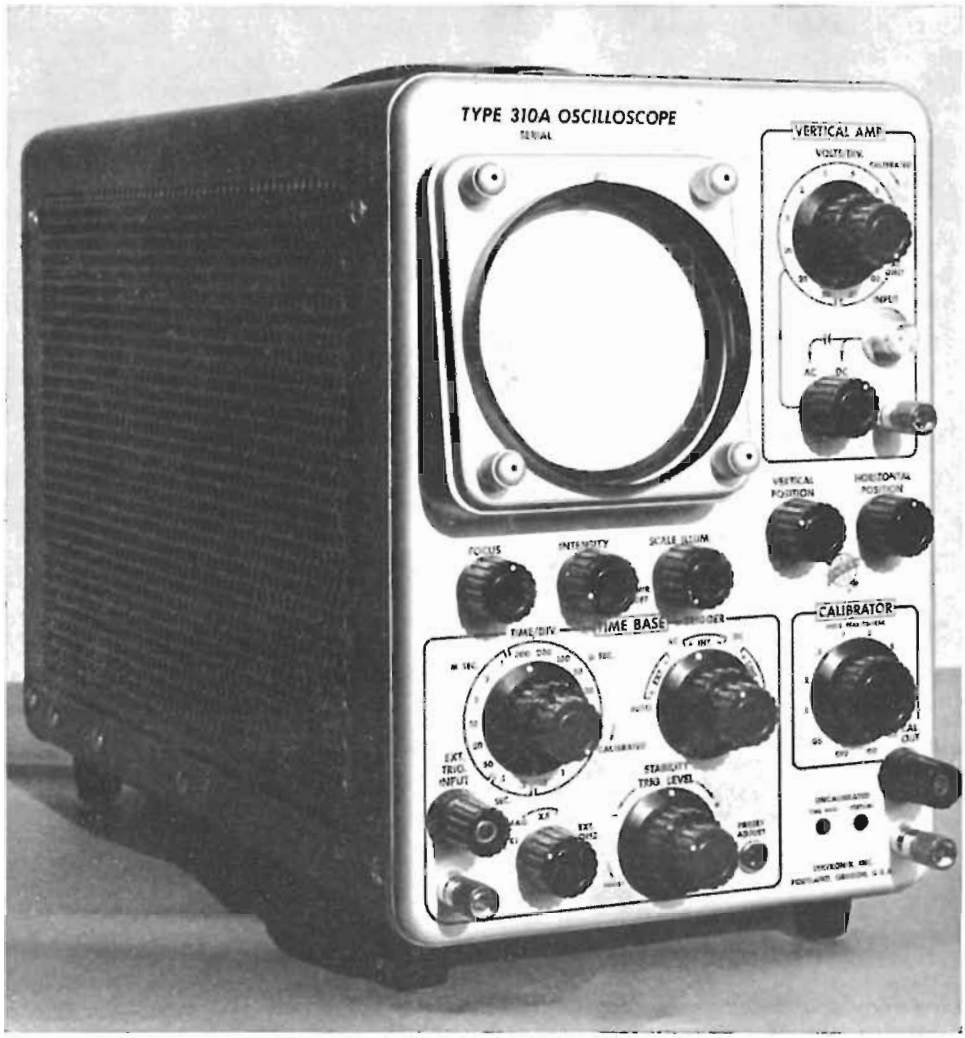
– Il comando (3) permette di scegliere il segnale da inviare al cir-

---

in continua e dotati di un sistema di avanzamento della carta a molla.

Questi strumenti servono solo per registrazioni in c. c. si usano come milliamperometri.

(1) Gli « XY » funzionano mediante dei servomotori.



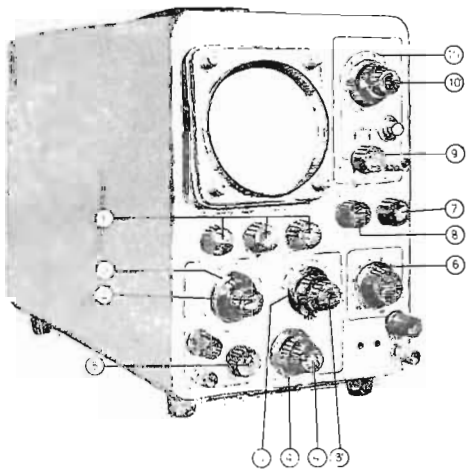


Fig. 3.4.1. L'oscilloscopio Tektronix Mod. 310 A

cuito Schmitt (circuito 5 di fig. 3.2.3.1). Nella posizione « Int » (+ o —) [1] questo segnale detto «di sincronizzazione» o «di trigger» (cfr. 3.2.3) è ricavato dall'impulso stesso che si vuole analizzare; nella posizione « Ext » (+ o —) il segnale viene invece fornito da una sorgente esterna ed inviato nello apposito ingresso dell'oscilloscopio (Ext. Trig. Input). Tale segnale deve precedere di un intervallo di tempo costante il segnale da analizzare. La posizione « Line », che generalmente non viene usata, fa scattare il circuito Schmitt con la frequenza della tensione di alimentazione (50 Hz in Italia).

– Il comando (3′) determina il metodo di sincronizzazione dell'asse dei tempi. La posizione « Auto » è quella più generalmente usata: in questa posizione il circuito Schmitt viene trasformato in un multivibratore astabile (cfr. 2.5.7) ed oscilla generando segnali rettangolari ad una frequenza di ripetizione propria di circa 50 Hz. In tal modo, anche quando non viene inviato all'ingresso dell'oscilloscopio alcun segnale, è presente sullo schermo una traccia costituita da una linea orizzontale (o da un punto luminoso che attraversa lo schermo stesso da sinistra a destra) che può essere facilmente posizionata. Quando vengono inviati all'oscilloscopio dei segnali da analizzare, la frequenza di oscillazione del circuito (5) (cfr. fig. 3.2.3.1) può variare seguendo quella dei segnali stessi entro un intervallo assai vasto (fino a 2 MHz circa). Nella posizione « Auto » i comandi 4 e 4′ sono inoperanti.

Nelle altre due posizioni (« AC » e « DC ») occorre invece regolare opportunamente anche i comandi di 4 e 4′ (cfr. più oltre). Le posizioni « AC » e « DC » vengono scelte a seconda che si voglia rimuovere o meno la componente continua dei segnali « di trigger ».

– Il comando 4 agisce sul multivibratore (6) di fig. 3.2.3.1. A seconda della posizione di questo comando il multivibratore è astabile o monostabile. Nella posizione « Preset » [2], che è la più usata, il circuito si trova in questa seconda condizione ma è molto prossimo alla astabilità. Questa può venire raggiunta ruotando la manopola verso destra; si riesce così talvolta a sincronizzare meglio l'asse dei tempi quando la frequenza di ripetizione dei segnali da analizzare è particolarmente elevata [3].

– Il comando 4′ regola la tensione di scatto del circuito (5). È da notare che quando si vogliono analizzare solo segnali di ampiezza superiore ad un valore prestabilito (cfr. 3.2.3) l'uso dei comandi 4 e 4′ è inevitabile e pertanto non si può porre il comando 3′ nella posizione « Auto ».

– Il comando 5 serve in una posizione per espandere di un fattore 5

---

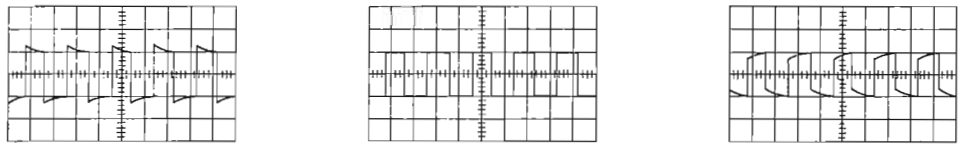
[1] Le posizioni + o — vengono scelte a seconda che si voglia comandare il canale orizzontale con la salita o la discesa del segnale di « trigger ».

[2] Questa posizione si ottiene ruotando la manopola in senso antiorario finché non si blocca con un piccolo scatto.

[3] In alcuni oscilloscopi, di classe superiore a quello qui descritto, la sincronizzazione quando la frequenza di ripetizione dei segnali in esame è particolarmente elevata si effettua ponendo il comando 3′ su una ulteriore posizione che permette al segnale di « trigger » di saltare il circuito (5) arrivando così direttamente all'ingresso del circuito (6).

la scala dei tempi e, nell'altra, per staccare il collegamento tra il circuito (7) e il circuito (9) di fig. 3.2.3.1 nel caso in cui si vogliano pilotare dall'esterno le placchette di deflessione orizzontale del CRT.

– Il comando 6 regola l'ampiezza dei segnali rettangolari forniti da un multivibratore astabile detto « calibratore » (1). Questi segnali, inviati all'ingresso tramite la sonda, servono per verificare se il guadagno del complesso sonda più amplificatore verticale è esatto e se l'attenuatore contenuto nella sonda è compensato nel modo più appropriato (cfr. 1. 2.3.5). Come è noto, infatti, la risposta di un partitore di tensione ad un segnale rettangolare rivela facilmente se il partitore è sovracompensato o sottocompensato (fig. 3.4.2).



a. b. c.

Fig. 3.4.2 Risposta di un partitore ad un'onda quadra: a. *sottocompensato;* b. *compensato correttamente;* c. *sovracompensato.*

– I comandi 7 e 8 servono per aggiustare la posizione della traccia sullo schemo.

– Il comando 9 ha lo scopo di inserire o meno un condensatore in serie all'ingresso dell'amplificatore verticale.

– I comandi 10 e 10′ regolano il guadagno dell'amplificatore verticale e stabiliscono quindi l'unità di misura sull'asse verticale del reticolo.

Le caratteristiche principali di questo strumento sono le seguenti:

a) Sensibilità verticale: 0,1 V/div (2) in c. a. ed in c.c. Gli ultimi 3 scatti del comando 10 permettono di raggiungere una sensibilità di 0,01 V/div. solo in c. a.; però a queste ultime tre posizioni corrisponde una riduzione della banda passante (3).

b) Banda passante: con 0,1 V/div di sensibilità verticale la banda passante è compresa tra 0 e 4 MHz col comando 9 nella posizione DC e tra 2Hz e 4 MHz con lo stesso comando nella posizione AC.

Negli ultimi tre scatti del comando 10 (coi quali, come si è detto, si raggiunge una sensibilità di 0,01 V/div) la banda passante è compresa tra 2Hz e 3,5 MHz.

---

(1) Il « calibratore » non è mostrato in fig. 3.2.3.1 perché la sua operazione è completamente indipendente da quella dei circuiti mostrati.

(2) Scriviamo per brevità div. (= divisione) perché il reticolo non è graduato in cm. ma in divisioni che misurano 1/4 di pollice (1 pollice-inglese: « inch » = 2,5 cm).

(3) Ciò è dovuto alla costanza del prodotto guadagno-ampiezza di banda (e quindi anche del rapporto guadagno-tempo di salita; cfr. 2.1.4).

c) Tempo di salita: minore di 90 ns.

d) Impedenza di ingresso: 1 MΩ con in parallelo 40 pF.

e) Valori possibili per l'unità di misura dell'asse dei tempi: 0,5-1-2-5-10-20-50-100-200-500 μsec/div. Ciascuno di questi valori può essere diviso per 5 agendo sul comando 5 che moltiplica il guadagno dell'amplificatore orizzontale.

La fig. 3.4.3 (tavole fuori testo) mostra un oscilloscopio da laboratorio molto diffuso (Tektronix mod. 547).

Le caratteristiche dello strumento dipendono largamente dal tipo di cassetto (« Plug In ») inserito nell'apposito ricettacolo: nella tabella 3.4.1 vengono riportate, a titolo di esempio, le caratteristiche principali dell'oscilloscopio con due diversi « Plug In »).

Tabella 3.4.1 *Caratteristiche dell'oscilloscopio Tektronix mod. 547 coi Plug-In tipo E e tipo 1 A 1.*

Tipo	*Sensibilità*	*Banda passante Tempo salita*	*Impedenza di ingresso*	*Caratteristiche speciali*
E	50 μV	0.06 Hz-20 KHz	20 MΩ con in parallelo 50 pF quando viene usato come amplificatore differenziale (v. caratteristiche speciali) e 10 MΩ con in parallelo 50 pF altrimenti	Questo Plug-In contiene un amplificatore differenziale (cfr. 2.3.4): è pertanto possibile esaminare sullo schermo un segnale costituito dalla differenza tra due segnali inviati agli ingressi. Inoltre le frequenze di taglio superiore ed inferiore sono regolabili, ciascuna su cinque posizioni
	500 μV	0.06 Kz-60 KHz		
1 A 1	5 mV/cm	0 Hz-28 MHz corrispondente a un tempo di salita di 13 ns.	1 MΩ con in parallelo 15 pF	Doppio ingresso e doppio canale di amplificazione. Possibilità di inserire un « chopper » (cfr. 2.3.4) che mostra campionature della durata di 500 nS di ciascuna delle due traccie. Il chopper occorre ad una frequenza di 1 MHz. L'amplificatore verticale del primo canale d'ingresso è provvisto di uscita a bassa impedenza sul pannello frontale del Plug-In.
	50 mV/cm	0 Hz-50 MHz corrispondente a un tempo di salita di 7 ns.		

3.5 Esercizi

1. *Un segnale sinusoidale è facilmente analizzabile anche con un oscilloscopio privo di linea di ritardo sul canale verticale. Al contrario, degli impulsi di tensione forniti a caso nel tempo da una sorgente non periodica, sono analizzabili solo con un oscilloscopio dotato della linea di ritardo. Perché?*

2. *Si supponga di volere analizzare i segnali presenti in un comune apparecchio radioricevente con un oscilloscopio. Quali devono essere la frequenza di taglio superiore ed inferiore dell'amplificatore verticale?*

3. *Alcuni diodi «tunnel» (cfr.* 1.5.3.2*) sono capaci di fornire segnali di ampiezza pari a qualche centinaio di mV con un tempo di salita di qualche frazione di ns. Qual è il tipo di oscilloscopio adatto ad esaminare questi segnali?*

4. *Si supponga di esaminare il circuito di* fig. 3.5.1 *con un oscilloscopio. Se il tempo di salita del segnale nel punto K risulta inferiore al tempo di salita del segnale nel punto G, a cosa può essere dovuto l'apparente paradosso?*

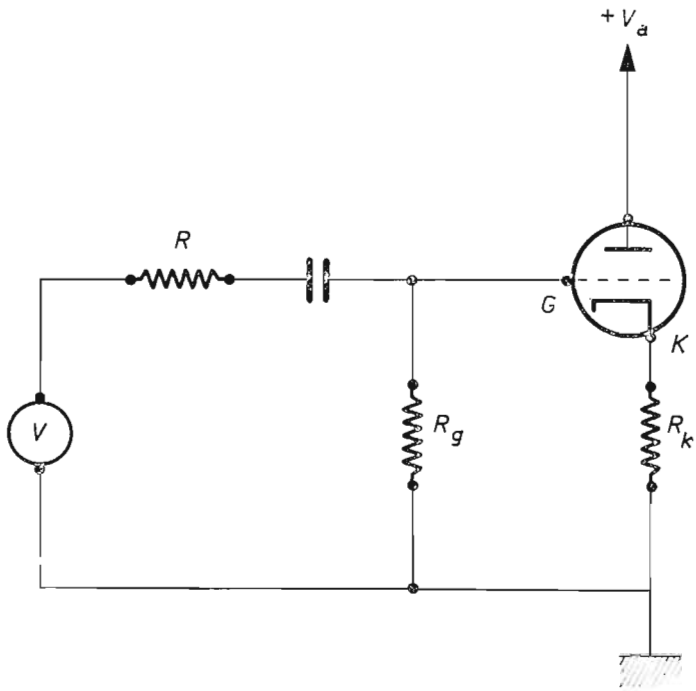


Fig. 3.5.1 V è un generatore di segnali rettangolari con breve tempo di salita.

5. *Si indichi come è possibile usare un oscilloscopio come voltmetro e come amperometro.*

6. *Si supponga di dover esaminare la risposta in frequenza di un amplificatore lineare (cfr.* 2.1*) con un oscilloscopio. Quali relazioni devono essere verificate fra le frequenze di taglio inferiore e superiore dell'amplificatore in esame e quelle dell'amplificatore verticale dell'oscilloscopio?*

Un tecnico mette a punto un circuito transistorizzato.

Un laboratorio di elettronica. Si notano nella fotografia molti strumenti descritti nel corso del volume.

4

Misure sui componenti passivi

4.1 Misure di resistenza

4.1.1 Metodo diretto

Il metodo più semplice che può venire impiegato per la misura di resistenze è quello mostrato nella figura 4.1.1.1; in tal modo, applicando semplicemente la legge di Ohm, è possibile ottenere risultati abbastanza buoni, se si ha l'avvertenza di usare la disposizione *a*) soltanto quando

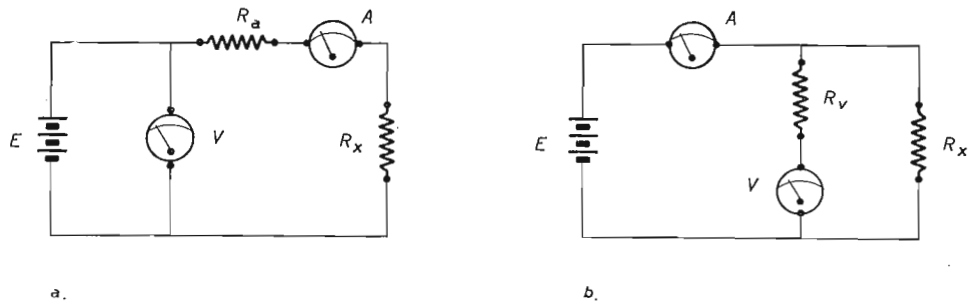


Fig. 4.1.1.1 Un semplice metodo di misura delle resistenze.

$R_x \gg R_a$ (R_a = resistenza interna dell'amperometro) e la disposizione *b*) quando $R_x \ll R_v$ (R_v = resistenza interna del voltmetro).

Questo metodo di misura, che richiede l'uso di due strumenti di buona precisione, non si presta alla costruzione di strumenti portatili di immediata lettura.

4.1.2 Ohmetri

Uno dei procedimenti più comunemente applicati negli strumenti per misura di resistenze è quello che fornisce il valore della resistenza come rapporto tra una tensione nota, applicata ai capi del resistore incognito, e la corrente che in esso fluisce. Questa corrente viene misurata per mezzo di un milliamperometro, che è ora l'unico strumento necessario, a differenza del caso mostrato in figura 4.1.1.1. La scala dello strumento può venire tarata direttamente in ohm; infatti, come si vede dalla figura 4.1.2.1,

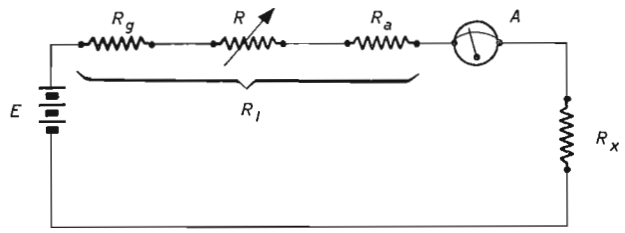


Fig. 4.1.2.1 Schema di principio di un ohmetro.

la corrente misurata dal milliamperometro è legata al valore della resistenza incognita R_x dalla relazione

$$I = E / (R_i + R_x) . \qquad (4.1.2.1)$$

In questa espressione E è la tensione applicata (fornita generalmente da una pila), mentre R_i comprende la resistenza interna dello strumento R_a, la resistenza interna del generatore di tensione R_g e la resistenza R (variabile) di azzeramento; il valore di quest'ultima resistenza viene regolato in modo che quando $R_x = 0$ (condizione che si ottiene cortocircuitando i terminali di ingresso) fluisca nel circuito la corrente di fondo scala del milliamperometro. Con questo sistema possono facilmente venire compensate eventuali variazioni della resistenza interna del generatore.

Come risulta dalla 4.1.2.1, la scala di resistenza con cui si può tarare lo strumento non è lineare ma iperbolica, e quindi di tipo asintotico. Ciò pone tra l'altro un limite al valore massimo di resistenza che può venire misurato con tale metodo: detta σ_L la sensibilità di lettura espressa in ampère del milliamperometro a disposizione (cfr. cap. 1), si ha infatti

$$R_x \leq \frac{E}{\sigma_L} - R_i . \qquad (4.1.2.2)$$

Dal momento che quando $R_x = R_i$ si ha uno spostamento dell'indice dello strumento pari a metà della scala, è opportuno, nel caso che l'intervallo di resistenze da misurare sia abbastanza esteso, avere la possibilità di variare la corrente di fondo scala dello strumento.

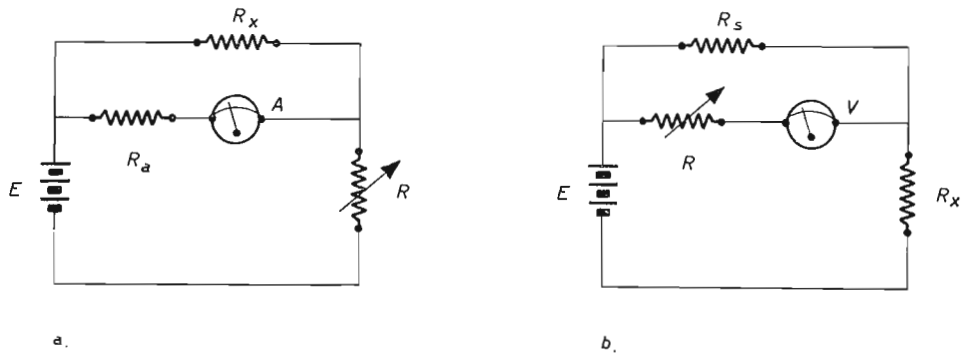


Fig. 4.1.2.2 Schemi di principio di due possibili ohmetri.

La fig. 4.1.2.2 mostra gli schemi di principio di altri due metod che possono venire impiegati nella costruzione di ohmetri.

Il metodo della fig. 4.1.2.2 *a* è particolarmente utile per la misura di resistenze di piccolo valore.

La corrente I che fluisce nello strumento è legata al valore di R_x dalla relazione

$$I = \frac{ER_x}{(RR_x + R_aR_x + RR_a)} ; \qquad (4.1.2.3)$$

la scala delle resistenze va quindi nello stesso verso di quella delle correnti e la messa a punto dello strumento viene eseguita agendo su R quando $R_x = \infty$.

Dal momento che la corrente fluisce nel circuito anche in assenza della resistenza incognita, tale dispositivo non è generalmente usato negli strumenti commerciali.

Il metodo della fig. 4.1.2.2 *b* può venire usato quando si desidera diminuire la già ricordata nonlinearità della scala delle resistenze.

La tensione misurata dallo strumento vale infatti

$$V = \frac{ER_s}{(R_s + R_x)} ; \qquad (4.1.2.4)$$

da tale espressione si deduce che la scala delle resistenze, pur restando di tipo iperbolico, può venire notevolmente linearizzata scegliendo per R_s un valore opportuno, legato all'ordine di grandezza delle resistenze da misurare.

Nel caso in cui V sia un voltmetro elettronico (cfr. cap. 2) è possibile misurare con questo metodo resistenze di valore anche molto elevato con buona precisione.

In tutti i casi precedentemente considerati la precisione con cui è possibile misurare le resistenze incognite dipende dalla sensibilità di lettura dello strumento. Infatti, considerando ad esempio il metodo di misura di figura 4.1.2.1, è chiaro che, anche se la taratura della scala è

eseguita con grande precisione, una indeterminazione $\triangle I$ sulla corrente misurata dal milliamperometro si traduce necessariamente in un errore $\triangle R_x$ nella determinazione del valore della resistenza incognita. Tale errore, come si vede ricordando la 4.1.2.1 e la 1.1.4, è proporzionale ad R^2.

Quando si vogliono misurare resistenze dell'ordine di 10^9 ohm o superiori (resistenze di isolamento di cavi, condensatori, avvolgimenti di macchine elettriche, ecc.) è opportuno impiegare i cosiddetti « Megger » (misuratori di isolamento) o megaohmetri, i quali funzionano sul principio dell'ohmetro; in questo caso la tensione applicata è però molto alta, rendendo possibile la misura delle correnti che fluiscono in resistenze di tali valori. Questa tensione, negli strumenti portatili, viene spesso fornita da un generatore a manovella.

4.1.3 Metodo di sostituzione

La figura 4.1.3.1 mostra il dispositivo usato per la misura, la quale viene eseguita facendo in modo che l'indicazione del milliamperometro resti immutata spostando il commutatore I; R_p è una resistenza variabile di precisione, mentre R permette di far passare nello strumento la corrente desiderata. Va notato che non ha interesse conoscere il valore

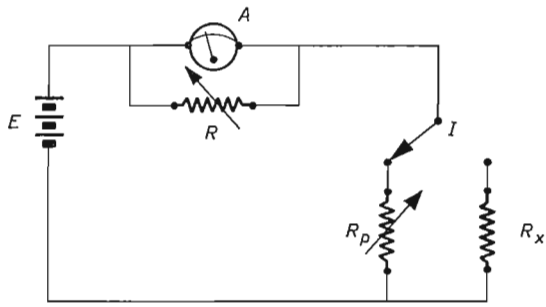


Fig. 4.1.3.1 Metodo di sostituzione per la misura di resistenze.

della corrente misurata dallo strumento, ma soltanto la posizione dell'indice sulla scala.

La precisione raggiungibile con questo metodo dipende sia dalla tolleranza sulla resistenza campione R che dalla sensibilità di lettura dello strumento, purché il valore di R_x sia molto maggiore della resistenza dei collegamenti e dei contatti.

4.1.4 Metodo di zero

Per misure di precisione viene generalmente usato il ponte di Wheatstone, il cui schema è rappresentato nella figura 4.1.4.1 *a*.

I valori delle resistenze A, B, C vengono determinati per tentativi,

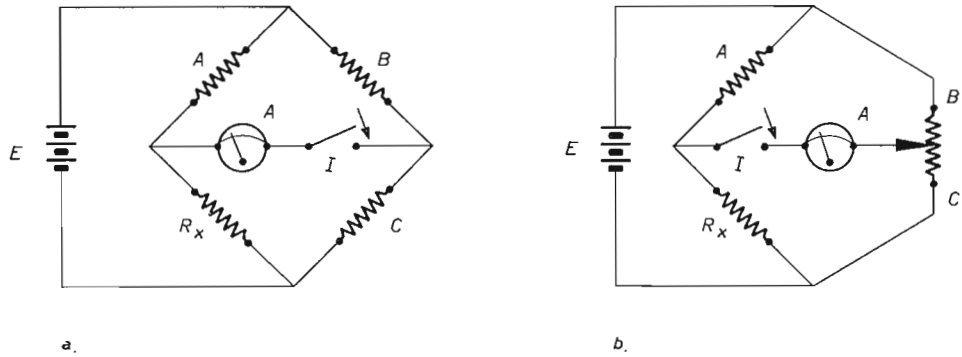


Fig. 4.1.4.1 Ponte di Wheatstone.

in modo che non si abbia alcuna deflessione dell'indice del galvanometro G in seguito alla chiusura dell'interruttore I.

Poiché la condizione di equilibrio del ponte è

$$R_x B = AC \tag{4.1.4.1}$$

il valore di R_x si ricava dalla relazione

$$R_x = AC / B \tag{4.1.4.2}$$

per cui, se la sensibilità di lettura del galvanometro è sufficientemente elevata e i valori delle resistenze A, B, C sono accuratamente noti, il grado di precisione di una misura eseguita in questo modo può essere piuttosto elevato, particolarmente nel caso in cui sia verificata approssimativamente la condizione

$$A = B = C = R_x \,. \tag{4.1.4.3}$$

Nei ponti di Wheatstone usati in pratica l'azzeramento viene talvolta ottenuto variando soltanto due delle tre resistenze A, B, C; in alcuni casi viene usata una resistenza a filo (figura 4.1.4.1 *b*) con cui è possibile variare contemporaneamente B e C.

Quando le resistenze da misurare sono dello stesso ordine di grandezze delle resistenze dei contatti e dei collegamenti è opportuno usare una variante del ponte di Wheatstone (ponte di Kelvin, figura 4.1.4.2), che permette di annullare l'effetto della resistenza parassita tra i punti 1 e 2, mentre l'influenza della resistenza degli altri contatti viene resa trascurabile scegliendo per A, B, C valori opportunamente grandi.

In questo ponte il valore della resistenza R_x è ancora dato dalla 4.1.4.2, purché sia soddisfatta la condizione

$$b / c = B / C \,. \tag{4.1.4.4}$$

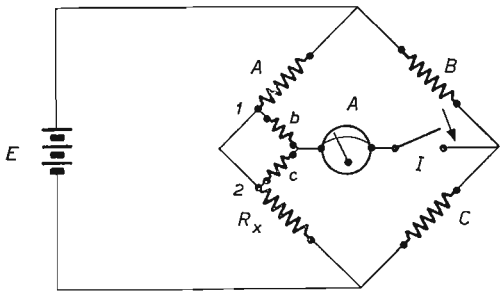


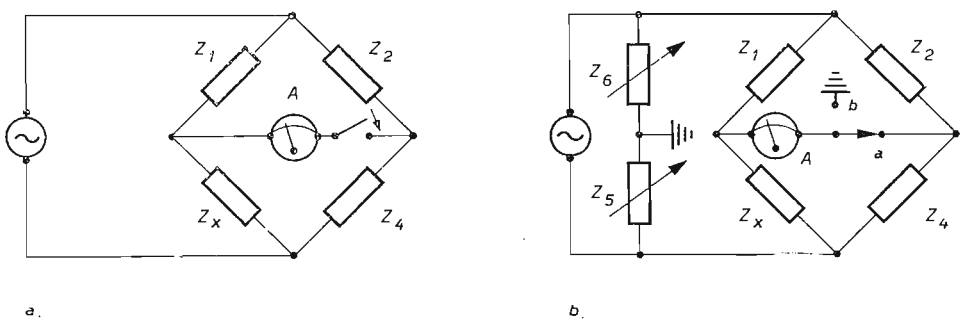
Fig. 4.1.4.2 Ponte di Kelvin.

Per mezzo dei ponti di Wheatstone è possibile misurare anche resistenze di valore elevatissimo con una precisione di qualche percento usando uno strumento elettronico (cfr. cap. 2) nel quale la corrente di griglia del primo tubo elettronico sia estremamente debole.

4.2 Misure di induttanza e capacità

4.2.1 Generalità sui metodi di misura

Per la misura di induttanze e capacità viene largamente impiegato il ponte di Wheatstone (figura 4.2.1.1 *a*), in cui naturalmente il generatore di tensione continua viene sostituito da un generatore di tensione alternata e lo strumento di zero è di tipo opportuno; tale ponte, pur



a. b.

Fig. 4.2.1.1 a. *Ponte di Wheatstone generalizzato;* b. *metodo della «terra di Wagner».*

conservando la struttura fondamentale già vista, può assumere diverse forme, a seconda del tipo di impedenza che si desidera misurare.

In ogni caso, la condizione di equilibrio è data da

$$Z_x = Z_4 Z_1 / Z_2; \qquad (4.2.1.1)$$

questa relazione tra quantità complesse equivale in generale a due uguaglianze simultanee, relative rispettivamente alle parti reali e a quelle immaginarie.

Il fatto che questi circuiti debbano funzionare a frequenze spesso elevate pone il problema della riduzione degli effetti delle capacità parassite sui risultati della misura; per questo viene dedicata dai costruttori una particolare cura alla scelta del montaggio più opportuno e degli schermi elettrostatici più efficienti.

Nei ponti ad audiofrequenza, dove una delle capacità parassite che più disturbano è quella tra il rivelatore e massa, può venire usato il metodo della « terra di Wagner », il cui schema è mostrato in figura 4.2.1.1 *b*; esso si rivela assai efficace e permette di evitare la schermatura del rivelatore.

Il procedimento consiste nell'azzerare il ponte con il commutatore nella posizione *b* in modo che l'azzeramento si mantenga anche quando il commutatore stesso viene portato nella posizione *a*; in tal caso il punto *a* è a tensione nulla e quindi la capacità parassita del rivelatore verso massa viene eliminata.

Questo accorgimento dà risultati particolarmente buoni nel caso di ponti con impedenze non molto elevate.

In un ponte di Wheatstone può accadere che l'espressione della condizione di equilibrio contenga esplicitamente la frequenza; in tal caso è molto importante che la tensione del generatore sia perfettamente sinusoidale e che, comunque, lo strumento di zero sia di tipo selettivo, capace cioè di isolare la frequenza che interessa dalle eventuali armoniche presenti.

Le difficoltà associate all'uso dei ponti di Wheatstone aumentano rapidamente all'aumentare della frequenza, a causa principalmente della maggiore influenza dei parametri parassiti. Per questo, particolarmente ad alta frequenza, è opportuno usare il metodo di sostituzione (in serie o in parallelo), il quale consiste semplicemente nell'azzerare il ponte in assenza dell'impedenza da misurare e azzerarlo di nuovo dopo che l'impedenza stessa è stata inserita in serie o in parallelo alla impedenza variabile preesistente in un ramo: dalla variazione di quest'ultimo parametro si può risalire al valore incognito, annullando così in gran parte gli effetti parassiti.

Il ponte di Wheatstone è una soluzione particolare del problema della costruzione di un quadrupolo passivo in cui possa essere verificata la condizione $Y_{21} = 0$ (cfr. 1.1.3); un'altra soluzione del problema è rappresentata dal ponte a doppio T, il cui schema di principio è mostrato nella figura 4.2.1.2 *a*.

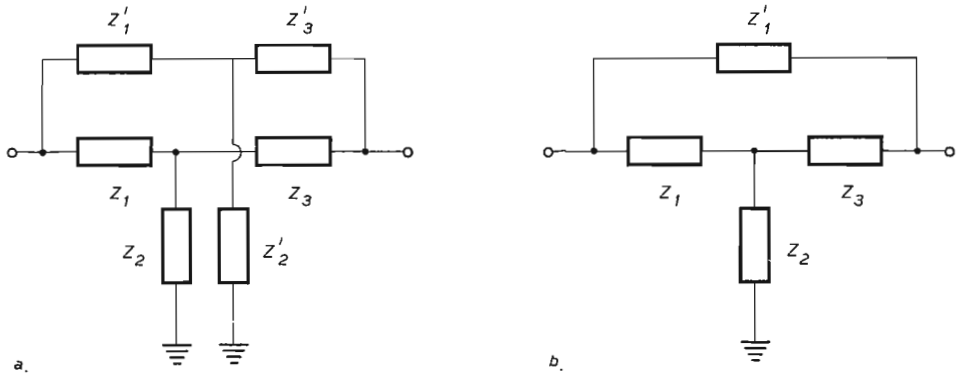


Fig. 4.2.1.2 Ponte a doppio T.

La condizione di equilibrio è data dalla relazione

$$Y_{21} + Y'_{21} = 0 \qquad (4.2.1.2)$$

dove

$$Y_{21} = \frac{1}{Z_1 + \dfrac{Z_1 Z_3}{Z_2} + Z_3} \qquad (4.2.1.3)$$

Tale ponte può anche essere usato nella forma semplificata mostrata in figura 4.2.1.2 *b*.

Il ponte a doppio T il quale, come tutti i dispositivi finora ricordati, impiega uno strumento di zero, presenta tra l'altro il vantaggio rispetto al ponte di Wheatstone di permettere una massa comune per il generatore e il rivelatore ed è molto usato particolarmente ad alta frequenza.

Un altro metodo che può venire usato per misurare induttanze o capacità si fonda sul fatto che nei circuiti RLC (in serie o in parallelo), fissata l'ampiezza della tensione sinusoidale applicata, la corrente è massima in condizioni di risonanza ($\omega^2 LC = 1$) (cfr. 3.2.2).

Su questo principio si fonda il Q-metro, il cui schema è mostrato in figura 4.2.1.3. Chiamando e la tensione fornita ai capi di R ed E la ten-

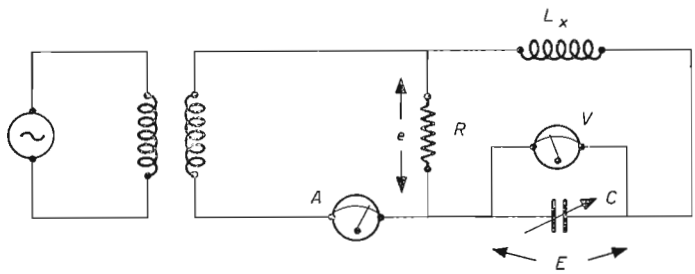


Fig. 4.2.1.3 Schema di principio del Q-metro

sione misurata ai capi di C in condizioni di risonanza da un voltmetro ad elevata impedenza di ingresso si ha $Q = E / e$; se e è noto con precisione (attraverso la conoscenza della resistenza R e della corrente che in essa fluisce) la scala del voltmetro può essere graduata in modo da permettere una lettura diretta del valore di Q per l'induttanza incognita.

Tale tipo di misura è affetto, nel caso mostrato in figura 4.2.1.3, sia dalla imprecisione che deriva dalla presenza di R e della resistenza interna del voltmetro. che da quella dovuta alla capacità parassita dell'induttore.

Per piccoli valori di impedenza risulta opportuno l'impiego di un metodo di sostituzione: una volta ottenuta la risonanza in assenza della impedenza incognita, quest'ultima viene introdotta (in serie o in parallelo) e la risonanza viene nuovamente ottenuta variando il valore degli altri componenti; da tali variazioni si risale facilmente al valore della impedenza incognita.

Nel caso della sostituzione in serie (figura 4.2.1.4 *a*) si ha:

$$X_x = \frac{1}{\omega C_1}(C_1 - C_2)/C_2 \qquad R_x = L(Q_1 - Q_2)Q_1Q_2 \qquad (4.2.1.4)$$

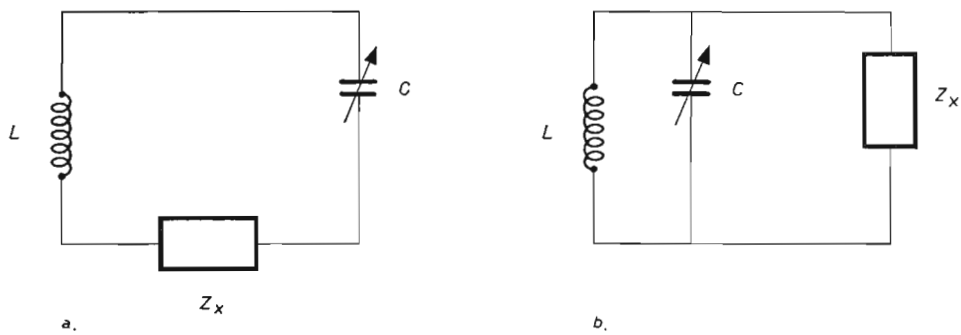


Fig. 4.2.1.4 Metodi di sostituzione in serie e in parallelo.

dove C_1 e C_2 sono i due valori della capacità in condizioni di risonanza mentre Q_1 e Q_2 sono i valori di Q corrispondenti alle due diverse condizioni del circuito risonante; nel caso della sostituzione in parallelo (fig. 4.2.1.4 *b*) tali espressioni divengono:

$$B_x = \omega(C_1 - C_2) \qquad G_x = \frac{1}{\omega L}(Q_1 - Q_2)/Q_1Q_2 \qquad (4.2.1.5)$$

dove B_x e G_x sono la suscettanza (X^{-1}) e la conduttanza (R^{-1}) della ammettenza incognita.

La misura di Q per un circuito risonante (ovvero la misura della resistenza R, legata a Q dalla relazione $Q = \omega L / R = 1 / \omega RC$) può venire eseguita a partire dalla curva di risposta in frequenza del circuito stesso (cfr. cap. 6 e **3.2.2**). Se f_r è la frequenza di risonanza e f_1 ed f_2 sono

le due frequenze critiche, il Q del circuito risonante si ricava per mezzo della relazione

$$Q = \frac{f_r}{f_2 - f_1} \,. \qquad (4.2.1.6)$$

La curva di risposta può essere ottenuta connettendo un voltmetro elettronico ai capi del circuito risonante e accoppiando debolmente il circuito stesso con un oscillatore a frequenza variabile.

4.2.2 Misure di induttanza, induttanza incrementale e mutua induttanza

In linea di principio, la forma più semplice che il ponte di Wheatstone può assumere per misure di induttanza è quella mostrata in figura 4.2.2.1 *a* (ponte di Maxwell-Wien).

Le condizioni di equilibrio sono:

$$L_x = L_2 R_3 / R_1 \qquad R_x = R_3 R_2 / R_1 \,. \qquad (4.2.2.1)$$

Nella resistenza R_2 si considera compresa anche la resistenza associata alla induttanza L_2.

L'equilibrio può venire ottenuto agendo su L_2, R_4, R_2 e lasciando fisso il

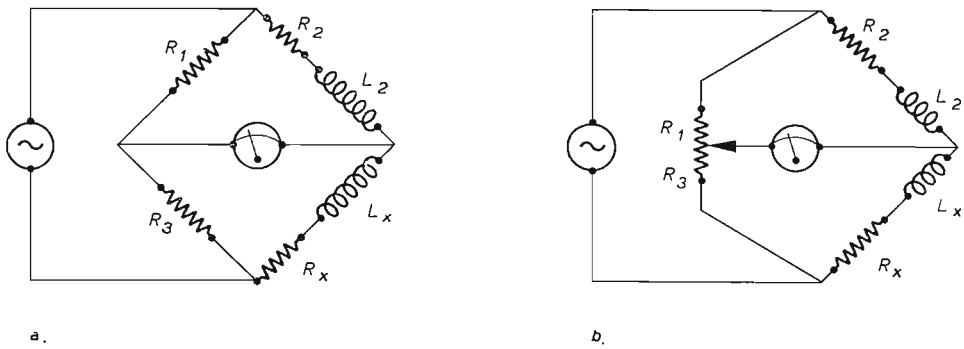


Fig. 4.2.2.1 Ponte di Maxwell-Wien per misure di induttanza.

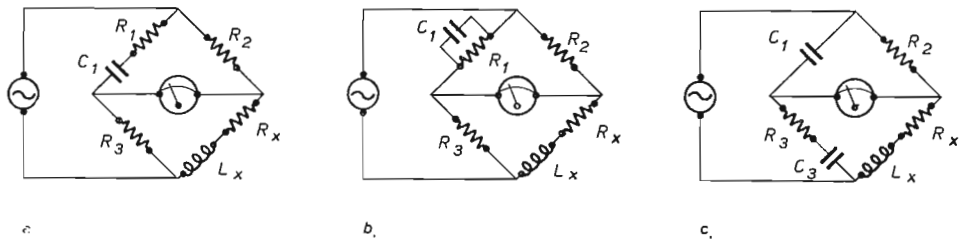
valore di R_1 ed R_3, ma questo metodo richiede l'uso di una induttanza variabile; spesso è quindi preferibile usare lo schema di figura 4.2.2.1 *b*, ove è possibile variare contemporaneamente R_1 ed R_3, mentre L_2 è una induttanza di valore fisso; d'altra parte però in questo modo vengono rese interdipendenti le condizioni di equilibrio per la parte resistiva e la parte reattiva cosicché, se il Q dell'induttanza incognita non è molto elevato, l'azzeramento risulta piuttosto laborioso.

Altri tre tipi di ponti per misure di induttanza, sostanzialmente simili

tra loro e che fanno uso di condensatori campioni anziché di induttanze, sono mostrati nella figura 4.2.2.2; essi non esauriscono naturalmente gli schemi possibili, ma sono tra i più comunemente usati.

Il ponte di figura 4.2.2.2 *a* (ponte di Hay) si presta per misure di induttanza con elevato Q; le sue condizioni di equilibrio sono infatti:

$$R_x = \frac{\omega^2 C_1^2 R_1 R_2 R_3}{1 + \omega^2 R_1^2 C_1^2} \qquad L_x = \frac{C_1 R_2 R_3}{1 + \omega^2 R_1^2 C_1^2} = \frac{C_1 R_2 R_3}{1 + 1/Q^2} \qquad (4.2.2.2)$$



a. b. c.

Fig. 4.2.2.2 Ponti per misure di induttanza: a. *ponte di Hay,* b. *ponte di Maxwell,* c. *ponte di Owen.*

dove $Q = \frac{1}{\omega R_1 C_1} = \frac{\omega L_x}{R_x}$; ciò permette di considerare indipendenti le due condizioni di equilibrio soltanto se $Q \gg 1$.

Per misurare induttanze con Q inferiore si può usare il ponte di figura 4.2.2.2 *b* (ponte di Maxwell), le cui condizioni di equilibrio sono:

$$R_x = R_2 R_3 / R_1 \qquad L_x = C_1 R_2 R_3 \,. \qquad (4.2.2.3)$$

Il ponte di figura 4.2.2.2 *c* (ponte di Owen) impiega un condensatore fisso (C_1) e uno variabile (C_3) e le sue condizioni di equilibrio sono:

$$R_x = \frac{C_1}{C_3} R_2 \qquad L_x = C_1 R_2 R_3 \,. \qquad (4.2.2.4)$$

Sia in questo caso che nei precedenti R_x comprende in generale anche una resistenza r_x che fa parte del ponte in serie alla bobina, cosicché il valore effettivo R_{xv} della resistenza in serie è $R_{xv} = R_x - r_x$.

Oltre che con metodi di zero, le induttanze possono venire misurate, come si è detto, col metodo della risonanza, su cui si fonda ad esempio il Q-metro. Esso, oltre che il valore di Q, fornisce anche il valore della capacità che risuona con l'induttanza incognita alla frequenza scelta f_0; il valore di L si ricava allora dalla relazione $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$.

Bisogna però tenere presente che, come si è già accennato, la presenza delle capacità distribuite della bobina influenza il risultato della misura:

detto infatti L il valore che si ricava dalla precedente relazione e L_v il valore vero dell'induttanza, si ha

$$L_v = L \frac{C}{C + C_0} \qquad (4.2.2.5)$$

dove C è il valore di capacità indicato dal Q-metro e C_0 è la capacità distribuita. Questo fatto, che è particolarmente importante ad alta frequenza, rende spesso necessaria la conoscenza del valore di C_0, che si può d'altra parte misurare per mezzo del Q-metro stesso nel modo seguente. Fissato un valore C_1 della capacità variabile del Q-metro si determina dapprima il Q dell'induttanza; sia f_1 la frequenza di risonanza. Alla frequenza $f_2 = 2f_1$ ci si riporta poi in condizioni di risonanza con un diverso valore C_2 della capacità variabile. Si ha allora:

$$C_0 = \frac{C_1 - 4C_2}{3} \qquad (4.2.2.6)$$

I metodi di misura finora considerati valgono per induttori in aria; dovendo invece misurare induttori con nucleo di ferro è necessario conoscere il valore della corrente magnetizzante che caratterizzerà l'impiego concreto della bobina ed effettuare la misura in tali condizioni.

La misura di induttanza incrementale (induttanza presentata da un avvolgimento su nucleo di ferro percorso da una corrente continua e contemporaneamente sottoposto ad una corrente alternata) può venire eseguita per mezzo del ponte di figura 4.2.2.3 il quale, come si riconosce

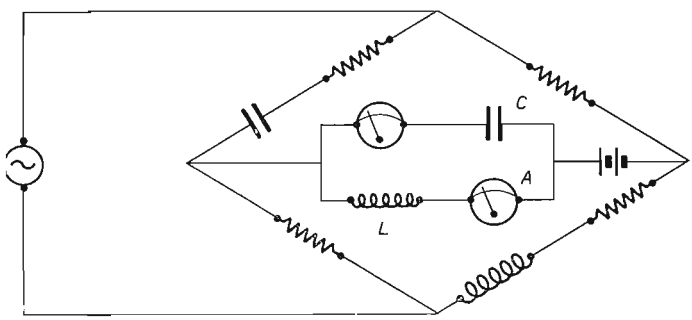


Fig. 4.2.2.3 Ponte per misure di induttanza incrementale.

immediatamente, non è che un ponte di Hay al quale è stato aggiunto un ramo supplementare per permettere il flusso della corrente continua; il condensatore C e l'induttanza L permettono di separare i percorsi delle due correnti, in modo che la corrente continua non influenzi l'azzeramento del ponte.

Per la misura di mutue induttanze possono venire usati ad esempio i ponti di figura 4.2.2.4 *a* (ponte di Heaviside-Campbell) e 4.2.2.4 *b* (ponte di Campbell).

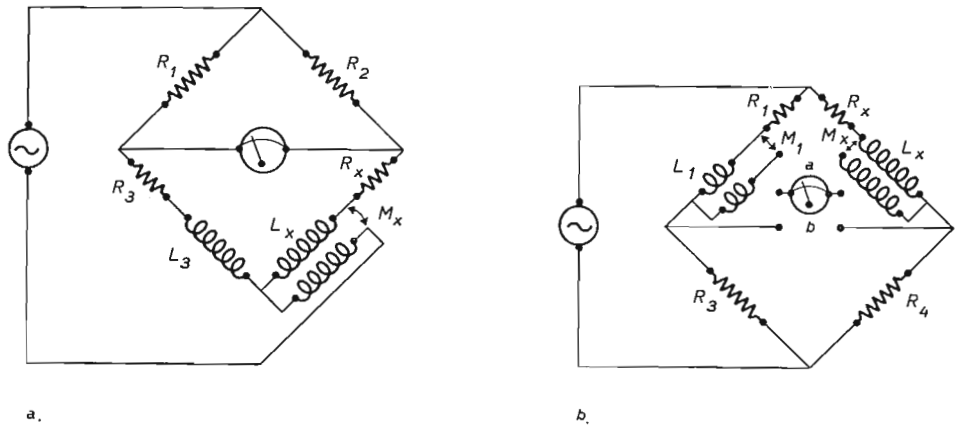


Fig. 4.2.2.4 Ponti per misure di mutua induttanza: a. *ponte di Heaviside-Campbell,* b. *ponte di Campbell.*

Le condizioni di equilibrio per il primo di essi sono:

$$R_1 R_x = R_2 R_3 \qquad M_x = (R_2 L_3 - R_1 L_x)(R_1 + R_2)\,. \qquad (4.2.2.7)$$

Se il valore di L_x non è noto è conveniente usare il ponte di Campbell, in cui M_1 è un campione variabile di mutua induttanza.

Esso richiede due azzeramenti successivi: il primo con lo strumento nella posizione b, in cui deve riuscire

$$L_1 / L_x = R_1 / R_x = R_3 / R_4 \qquad (4.2.2.7)$$

e il secondo nella posizione a, in cui

$$R_1 / R_2 = R_3 / R_4 = L_1 / L_x = M_1 / M_x\,. \qquad (4.2.2.8)$$

Un altro metodo di misura di induttanza mutua richiede l'uso di un Q-metro.

Dopo aver misurato L_1 ed L_2 si misurano L_a ed L_b (figura 4.2.2.5);

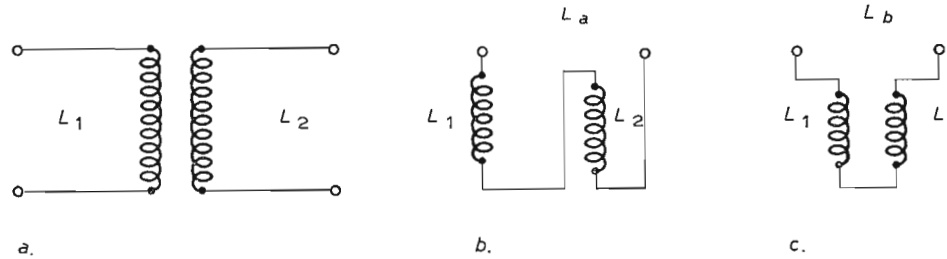


Fig. 4.2.2.5 Definizione dei parametri impiegati nella misura di mutua induttanza col Q-metro.

l'induttanza mutua è allora data dalla formula

$$M = \frac{L_a - L_b}{4} \qquad (4.2.2.9)$$

mentre il coefficiente di accoppiamento vale

$$K = \frac{L_a - L_b}{4\sqrt{L_1 L_2}} . \qquad (4.2.2.10)$$

4.2.3 Misure di capacità

Il ponte di Shering (figura 4.2.3.1 *a*) è particolarmente indicato per misurare capacità e fattori di potenza $(1 / Q)$ di condensatori.

Le condizioni di equilibrio sono:

$$C_x = C_1 R_3 / R_4 \qquad R_x = C_3 R_4 / C_1 \qquad (4.2.3.1)$$

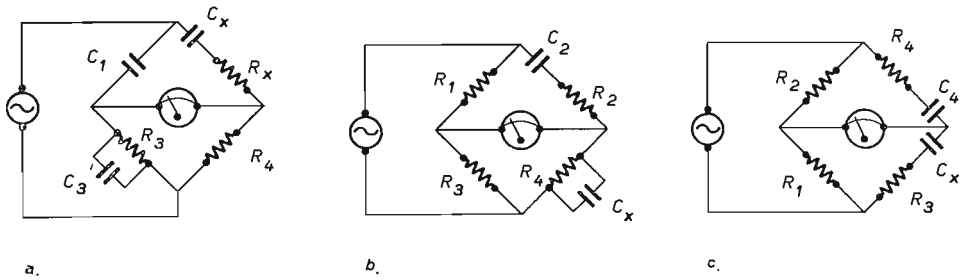


Fig. 4.2.3.1 Ponti per misure di capacità: a. *ponte di Shering,* b. *ponte di Wien,* c. *ponte di De Sauty.*

e quindi, fissato il rapporto R_3 / R_4, C_1 può essere tarato in modo da indicare direttamente i valori del condensatore incognito, mentre C_3 può indicare direttamente il valore di Q.

Il ponte di Wien (figura 4.2.3.1 *b*), le cui condizioni di equilibrio sono

$$\omega^2 = \frac{1}{R_2 R_4 C_2 C_x} \qquad C_x/C_2 = R_1/R_3 - R_2/R_4 , \qquad (4.2.3.2)$$

trova impiego principalmente nel campo delle audiofrequenze, ove i campioni di frequenza si possono avere con ottima precisione.

La figura 4.2.3.1 *c* mostra il ponte di De Sauty, le cui condizioni di equilibrio sono

$$R_2 R_3 = R_1 R_4 \qquad C_x R_1 = C_4 R_2 . \qquad (4.2.3.3)$$

La misura di capacità, come si è già accennato, può venire eseguita anche con metodi di risonanza (Q-metri o metodi di sostituzione).

I metodi di sostituzione sono efficaci anche per la misura di piccole capacità; quando però uno strumento deve servire soltanto per piccoli valori, possono essere usati altri metodi di misura.

Uno di tali metodi è mostrato nella figura 4.2.3.2 *a*; se $C_s \gtrsim C_x$ (C_s

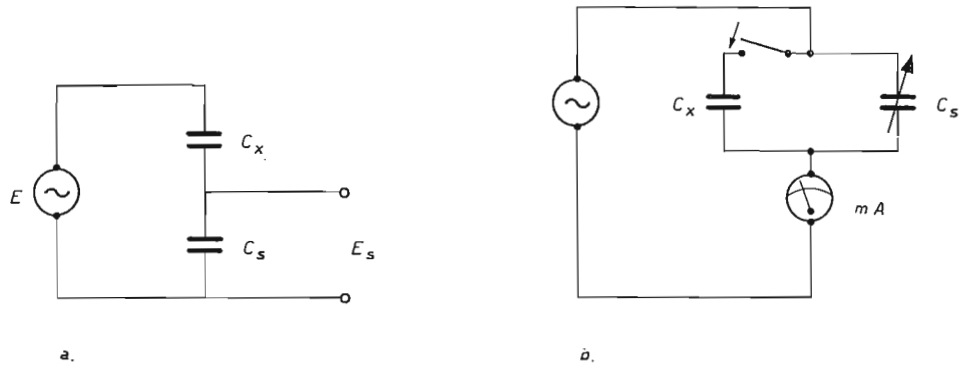


Fig. 4.2.3.2 Metodi voltmetrici per la misura di piccole capacità.

comprende anche la capacità di ingresso del voltmetro) e al circuito viene applicata una tensione E alla frequenza voluta f_0, si ha

$$C_x = C_s E_s / (E - E_s) . \qquad (4.2.3.4)$$

Il metodo mostrato in figura 4.2.3.2 *b* è molto simile al precedente. In presenza di C_x viene misurata la corrente che fluisce nel circuito; tolto C_x, si varia il valore di C_s fino a riottenere la stessa corrente, cosicché

$$\Delta C_s = C_x . \qquad (4.2.3.5)$$

Lo schema di principio di un altro metodo molto usato per misurare piccolissimi valori di capacità (o induttanze) è mostrato in figura 4.2.3.3. In esso l'introduzione del componente da misurare fa variare la frequenza di oscillazione di un circuito oscillante ad alta frequenza, e quindi anche la audiofrequenza risultante dal battimento con l'oscillatore campione, la quale è facilmente rivelabile (cfr. cap. 6).

Se chiamiamo f_1 la frequenza di battimento in assenza di C_x e C_0 la capacità del circuito risonante, si ha

$$C_x = C_x[(f_1 / f_2)^2 - 1] \qquad (4.2.3.5)$$

dove f_2 è la frequenza di risonanza in presenza di C_x.

Le tecniche di misura che si fondano sullo schema di principio di figura 4.2.3.3 possono variare notevolmente a seconda del tipo di strumento.

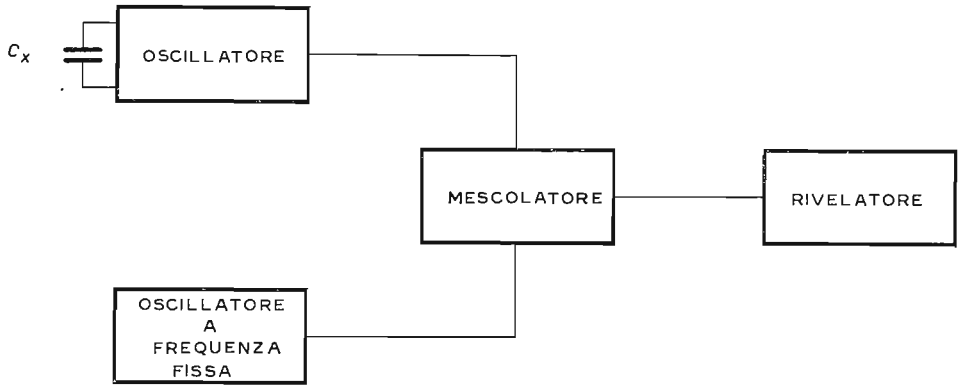


Fig. 4.2.3.3 Metodo dei battimenti per la misura di piccole capacità o induttanza.

4.3 Campioni di reattanza e di resistenza

4.3.1 Campioni di capacità

Un campione di capacità è in pratica costituito da un condensatore fisso o variabile in aria oppure (per valori superiori a 1000 pF) con dielettrico solido. Le variazioni della capacità in seguito a variazioni delle condizioni ambientali (umidità, pressione atmosferica e temperatura) debbono venire contenute entro limiti assai modesti; ciò viene ottenuto sigillando ermeticamente il condensatore dentro un contenitore e, nel caso dei condensatori a dielettrico solido, scegliendo opportunamente il coefficiente di temperatura del dielettrico stesso.

Oltre che all'influenza dei fattori ambientali, il discostarsi del comportamento del condensatore da quello di una reattanza ideale va attribuito alla presenza di parametri parassiti (cfr. 1.1.2.6) quali la resistenza e l'induttanza dei contatti e le perdite del dielettrico. Per questa ragione la capacità effettiva varia con la frequenza; la variazione percentuale a frequenze minori della frequenza f_0 di risonanza tra la capacità e l'induttanza parassita L è data da

$$\frac{\triangle C}{C_0} = (2\pi f)^2 L C_0 = (f/f_0)^2 \qquad (4.3.1.1)$$

nel caso di un condensatore in aria (C_0 è la capacità a bassa frequenza); tale espressione è assai più complessa nel caso di un dielettrico solido. Va tenuto presente che in generale anche l'angolo di perdita (cfr. **1**.1.2.3) è funzione della frequenza, sia per la crescente importanza dell'effetto pelle (incluso nella resistenza parassita) che per i complessi fenomeni associati alla presenza di un eventuale dielettrico solido.

La maggior parte dei condensatori campione si può schematizzare come l'insieme di tre capacità: la capacità tra i due terminali e quella tra ciascuno dei terminali e l'involucro, la quale può dipendere dalla posizione relativa delle placche del condensatore e dell'involucro oltre che dalla presenza o meno di eventuali conduttori circostanti. Per questa ragione i condensatori campione di piccolo valore o di elevata precisione sono generalmente a tre terminali (due terminali del condensatore e uno dell'involucro); in tal modo infatti le capacità tra terminali e involucro non si sommano alla capacità nominale, come accadrebbe invece se uno dei terminali fosse connesso all'involucro.

In figura 4.3.1.1 sono mostrati alcuni condensatori campione. Si tratta di condensatori a mica costruiti per valori a partire da 1 pF con una precisione dello 0,05 %.

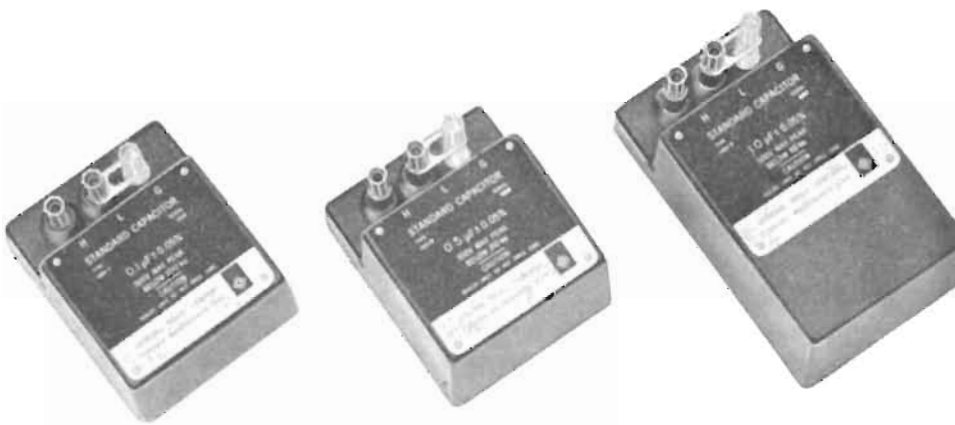


Fig. 4.3.1.1 Alcuni tipi di condensatori campione.

4.3.2 Campioni di induttanza

Un induttore campione deve essere il più possibile stabile rispetto a variazioni di frequenza, corrente, campi esterni o condizioni ambientali.

Gli induttori campione possono essere in aria oppure, per avere dimensioni più ridotte, possono essere avvolti su un nucleo di materiale ferromagnetico ad alta permeabilità; poiché però la permeabilità del nucleo può variare con la corrente e anche col passare del tempo, questi induttori sono meno stabili di quelli in aria.

Il valore dell'induttanza non dipende soltanto dalla geometria e dalla

permeabilità del nucleo, ma anche dalle impedenze parassite (cfr. **1**, 1.2.6) e in particolare dalla capacità parassita C_0.

A frequenze $f < f_0$ $\left(f_0 = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{L_0 C_0}}\right.$, dove L_0 è l'induttanza a bassa frequenza$\left.\right)$ la variazione percentuale dell'induttanza è data dalla relazione

$$\frac{\triangle L}{L_0} = (2\pi f)^2 L_0 C_0 = (f/f_0)^2. \qquad (4.3.2.1)$$

Il fattore di merito $Q = 2\pi f L \,/\, R$ (cfr. **1**.1.2.6) di un induttore reale non dipende linearmente dalla frequenza perché sia L che R dipendono in generale dalla frequenza in modo diverso; in particolare a bassa frequenza Q è determinato dalla resistenza (in serie) dei contatti, mentre ad alta frequenza predominano le perdite del dielettrico.

Gli induttori campione in aria hanno generalmente un valore noto con una precisione dello 0,1% o superiore; l'uso di nuclei di materiale ferromagnetico permette di ottenere valori anche elevati dell'induttanza (fino a 10 H) con dimensioni ragionevoli, ma il valore è notevolmente meno stabile e dipende fortemente dalla corrente.

4.3.3 Campioni di resistenza

I requisiti ai quali deve soddisfare una resistenza campione sono la precisione, la stabilità e la indipendenza dalle condizioni ambientali; i resistori a filo sono da questo punto di vista i più convenienti nell'intervallo di frequenze da zero a 1 MHz circa. L'avvolgimento è naturalmente di tipo antiinduttivo (due avvolgimenti in senso contrario, in modo che il campo magnetico risultante sia nullo). Anche la capacità parassita presente tra spira e spira deve essere mantenuta quanto più piccola è possibile. Inoltre, nel caso di resistenze variabili per mezzo di un commutatore, anche le induttanze parassite dei contatti vanno mantenute quanto più piccole è possibile.

4.4 Misure sui cavi coassiali

I parametri che intervengono nella teoria dei cavi coassiali (cfr. **1**, 3) sono: C (capacità per unità di lunghezza tra i conduttori), G (conduttanza per unità di lunghezza tra i conduttori), L (induttanza per unità di lunghezza dei conduttori) ed R (resistenza per unità di lunghezza dei conduttori). A partire da questi parametri si ottengono delle grandezze assai importanti per la descrizione del comportamento dei cavi coassiali: ci riferiamo in particolare all'impedenza caratteristica $Z_0 = \sqrt{L / C}$ e all'attenuazione per unità di lunghezza $\alpha = -\frac{R}{Z_0}$ (parte reale della funzione di propagazione, cfr. **1**.3).

Mentre il valore di C è indipendente dalla frequenza, G è direttamente proporzionale alla frequenza (si ha infatti $G = 2\pi f C D$, dove D è il fattore di dissipazione); anche L ed R dipendono dalla frequenza a causa principalmente dell'effetto pellicolare. L'impedenza caratteristica dipende quindi dalla frequenza (in particolare diminuisce con essa), ma al di sopra di un certo valore di frequenza resta praticamente costante. La sua misura può venire eseguita per mezzo di un ponte (cfr. ad es. 4.5 *b*), ad esempio alla frequenza di 1 MHz. Preso un tratto di cavo tale che la sua « lunghezza elettrica » (prodotto della lunghezza per la radice quadrata della costante dielettrica del materiale isolante) sia dell'ordine di un ottavo di lunghezza d'onda, se ne misurano la resistenza R_a e la reattanza X_a a circuito aperto e la resistenza R_c e la reattanza X_c in corto circuito. L'impedenza caratteristica si ottiene dalla relazione

$$Z_0 = \sqrt{|X_a| \cdot |X_c|} \tag{4.4.1}$$

mentre l'attenuazione si ottiene da una delle formule

$$\alpha = -\frac{Z_0 \cdot 2}{R_c \cdot x} \tag{4.4.2}$$

$$\alpha = -\frac{R_a \cdot 2}{Z_0 \cdot x} \tag{4.4.3}$$

dove x è la lunghezza del cavo espressa in metri.

Va notato che a volte i valori di attenuazione specificati nelle caratteristiche dei cavi si riferiscono ad $e^{-\alpha}$ anziché ad α. Naturalmente l'espressione di α in dB può ottenersi per mezzo delle apposite tabelle.

A frequenze più elevate (valori tipici di frequenza a cui viene specificata l'attenuazione sono 400 MHz e 3000 MHz) vengono impiegati metodi di misura più complessi sui quali non possiamo qui soffermarci.

Assai spesso è interessante eseguire una misura diretta della capacità distribuita del cavo coassiale; questa misura è d'altra parte di semplice esecuzione per mezzo di uno dei metodi discussi nel corso del capitolo.

4.5 Descrizione di alcuni strumenti di misura

a) Ponte ESI 250 DA.

Il ponte ESI 250 DA (figura 4.5.1) è fondamentalmente un ponte di Wheatstone, il quale può venire variamente modificato per misurare re-

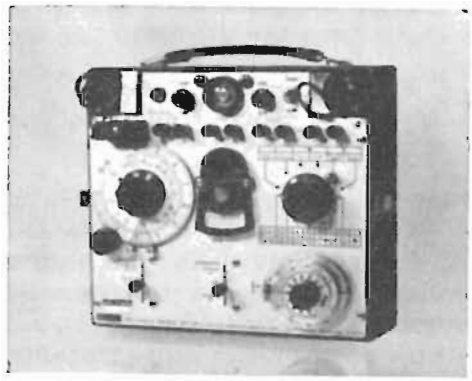


Fig. 4.5.1 Ponte ESI 250 DA per misura di resistenze, capacità e induttanze.

sistenze o impedenze complesse; il suo schema di principio è mostrato in figura 4.5.2.

Per mezzo del commutatore « *RLC* » è possibile scegliere il tipo di ponte da usare in relazione con l'impedenza che si vuole misurare. Le disposizioni possibili sono: ponte di Wheatstone per misura di resistenze (posizioni « *RX*1 » oppure « *RX*10 » a seconda dell'ordine di grandezza della resistenza da misurare); ponte di De Sauty per misura di capacità (una delle posizioni *C*, scelta in base all'ordine di grandezza del fattore di potenza $D = 1 / Q$ del condensatore in esame); ponte di Maxwell o

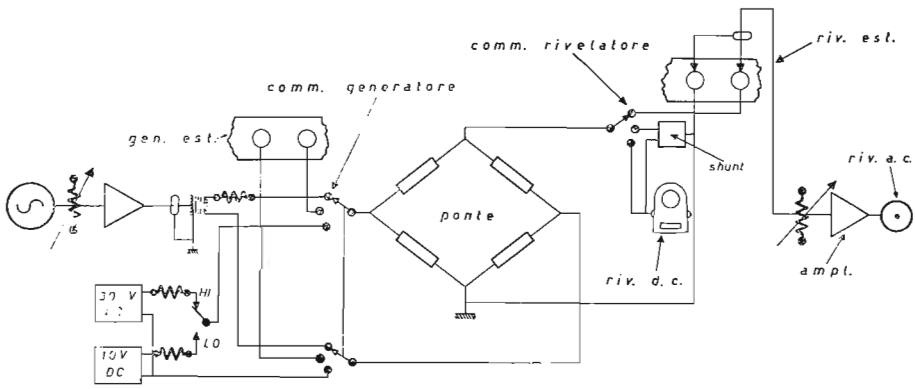


Fig. 4.5.2 Schema di principio del ponte ESI 250 DA.

ponte di Hay per misura di induttanza (una delle posizioni L, scelta in base all'ordine di grandezza di Q per l'induttore in esame).

I commutatori « Generator » e « Detector » permettono di scegliere il generatore e il rivelatore adatti al tipo di ponte che si desidera usare.

Per la misura di resistenze si connette al ponte il generatore di tensione continua (è possibile scegliere tra +10 e +300 V per mezzo del commutatore « High-Low », in modo da conservare una elevata sensibilità al ponte anche quando si misurano resistenze elevate) ponendo il commutatore « Generator » su « Internal *d-c* » e il commutatore in alto a destra su « *d-c* »; il rivelatore da usare è il galvanometro, che viene dapprima usato con uno shunt («shunted meter ») e, per l'azzeramento finale, senza shunt (« direct meter »). Il valore della resistenza incognita è dato dal numero letto sull'indicatore in basso a destra moltiplicato per le cifre indicate dal commutatore « $R_xL_xC_x$ » e dal commutatore « RLC ».

Per misura di capacità o di induttanze si usano il generatore di tensione alternata (« internal *a-c* ») e il rivelatore a occhio magico (« *a-c* or ext. det. ») il quale, in condizioni di zero, deve mostrare la massima ampiezza della zona non illuminata. (cfr. 1.4.5.4) Il valore della capacità o della induttanza è dato dal numero letto in basso a destra moltiplicato per la cifra indicata dal moltiplicatore inferiore, mentre Q (o D) si legge direttamente sulla scala di sinistra, la quale è tarata per la frequenza di 1 KHz, che è la frequenza del generatore interno.

Per aumentare eventualmente la sensibilità dello strumento possono essere impiegati generatore o rivelatori esterni connettendoli agli appositi terminali.

Le caratteristiche dello strumento sono le seguenti:

Intervallo di resistenze misurabili: da 0 a 12 MΩ; minimo valore misurabile: 10^{-4} MΩ.

Intervallo di induttanze misurabili: da 0 a 1200 H; minimo valore misurabile: 0,1 H.

Intervallo di capacità misurabili: da 0 a 1200 μF; minimo valore misurabile: 0,1 pF.

I valori di Q misurabili (alla frequenza di 1 KHz) variano tra 0 e 1000, mentre i valori di D sono compresi tra 0 e 10,5.

Per il corretto uso di uno strumento del tipo di quello precedentemente descritto è opportuna una conoscenza iniziale del tipo di impedenza da misurare; ciò limita l'uso di un tale strumento, ma questa limitazione è compensata dalla possibilità di eseguire misure su un esteso intervallo di valori con buona precisione.

b) Ponte Boonton 250 A.

Si presenta spesso il problema di misurare una impedenza sulla cui struttura si può dire soltanto che è approssimabile col parallelo di una parte reale (R_p) e una parte immaginaria (X_p): si pensi ad esempio all'impedenza di ingresso di un triodo o di un amplificatore.

Per eseguire una misura di questo genere è opportuno disporre di uno strumento di tipo diverso, quale ad esempio il ponte Boonton 250 A, mostrato in figura 4.5.3, il cui schema di principio è riportato nella figura 4.5.4.

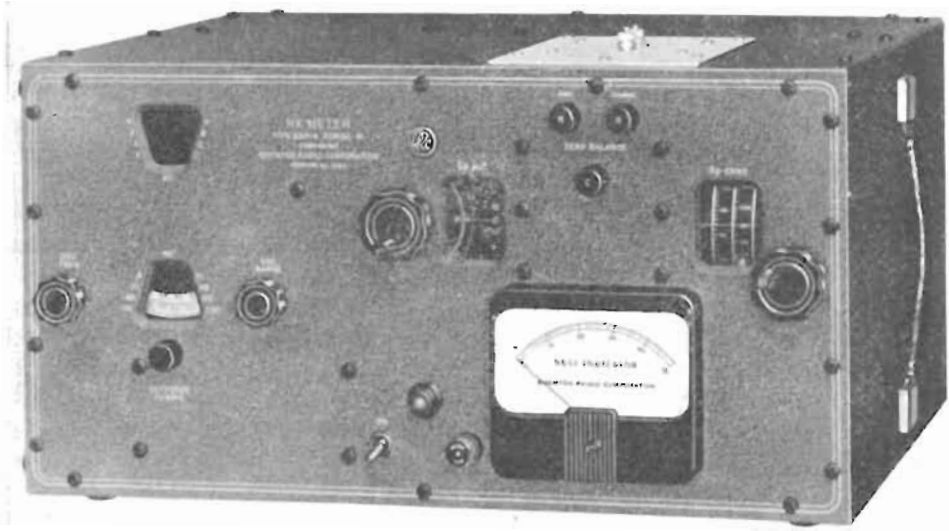


Fig. 4.5.3 Ponte Boonton 250 A per misura di impedenze complesse.

Il ponte al quale viene connessa l'impedenza da misurare è un ponte di Shering; come si vede dalla figura, la variazione della capacità C_4 necessaria per riottenere l'equilibrio fornisce direttamente il valore della capacità ($\triangle C_4 < 0$) o induttanza ($\triangle C_4 > 0$) incognita, mentre la variazione della capacità C_2 necessaria per riottenere l'equilibrio è legata alla parte reale dell'impedenza incognita, per cui C_2 può venire tarato direttamente in ohm.

Il procedimento di misura è il seguente. Fissata la frequenza a cui si desidera lavorare (manopole « Freq. Range » e « Osc. Freq. ») e ottenuto il massimo sbilanciamento del ponte (« Detector Tuning ») per assicurare una sufficiente sensibilità, si ricerca la condizione di zero (« Zero Balance »); infine, introdotta l'impedenza incognita, si agisce successivamente sulle manopole « R_p » e « C_p » per riottenere la condizione di zero.

Il fatto che sia possibile scegliere la frequenza di lavoro in un intervallo così vasto rende questo strumento assai flessibile e adatto a mol-

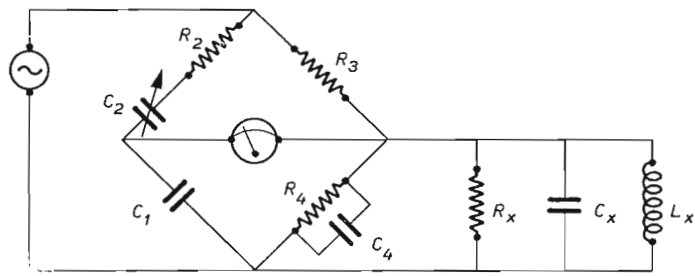


Fig. 4.5.4 Schema di principio del ponte Boonton 250 A.

teplici applicazioni, con l'unico limite dell'intervallo non molto ampio di valori di capacità e induttanze misurabili.

Le caratteristiche dello strumento sono le seguenti:

Frequenza di lavoro: da 0,5 a 250 MHz;
Misura di resistenze: da 15 a 100 KΩ (scala non lineare);
Misura di capacità: da 0 a 20 pF; minimo valore misurabile 0,1 pF;
Misura di induttanze: 0,001 μH a 100 mH.

c) *Q*-metro Boonton 260 A.

Il fattore di merito Q è un parametro fondamentale per definire la qualità di un induttore; d'altra parte Q deve venire misurato direttamente, perché la resistenza che figura nella sua espressione non comprende soltanto la resistenza ohmica del filo costituente la bobina (che potrebbe venire misurata semplicemente) ma anche le resistenze di perdita, dovute ad esempio all'effetto pelle.

Lo strumento che viene usato in generale è dunque il Q-metro (cfr. 4.2.1); un esempio di Q-metro è mostrato in figura 4.5.5 (Boonton 260 A

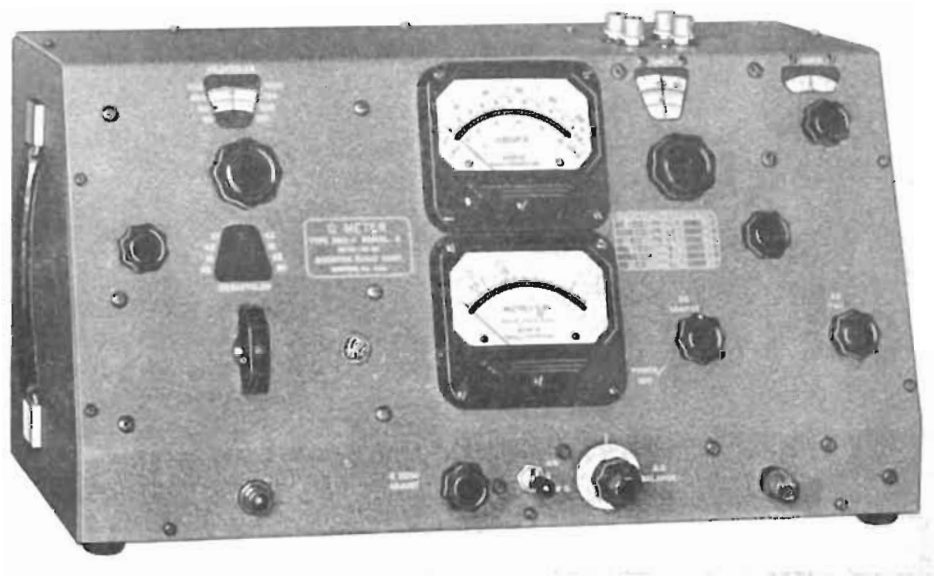


Fig. 4.5.5 Q-metro Boonton 260 A.

Q-meter). Esso contiene un oscillatore a frequenze variabile con continuità la cui uscita viene applicata al circuito risonante in serie secondo lo schema di figura 4.2.1.3; la tensione ai capi del condensatore variabile viene misurata in funzione di Q da un voltmetro ad alta impedenza di ingresso.

Sul quadrante inferiore uno strumento a termocoppia (cfr. cap. 2) indica la tensione fornita dall'oscillatore; il valore di Q che si legge sulla scala

superiore è quello effettivo se l'indice della scala inferiore è sul numero 1; in caso contrario esso deve venire moltiplicato per l'indicazione fornita da quest'ultimo strumento.

Una scala separata è fornita per misurare valori di Q compresi tra 0 e 10, mentre una ulteriore scala permette di leggere direttamente piccole variazioni di Q ($\triangle Q$) risultanti da piccole variazioni dei parametri.

Le caratteristiche dello strumento sono le seguenti:

Misure di Q: da 0 a 625 ($\triangle Q$ da 0 a 50) con precisione del 5% da 50 KHz a 30 MHz e del 10% da 30 MHz a 50 MHz;

Misure di induttanza: da 0,09 μH a 130mH con precisione del 3%; la capacità di risonanza può variare tra 30 e 460 pF e la frequenza tra 50 KHz e 50 MHz.

d) Misuratore di L e C Tektronix 130.

È spesso desiderabile determinare con precisione il valore di piccole capacità o induttanze senza ricorrere ad un ponte, il quale richiede un tempo piuttosto lungo per eseguire tutte le operazioni necessarie. A questo scopo si dimostra assai utile lo strumento mostrato in figura 4.5.6 il cui schema a blocchi è mostrato in figura 4.2.3.3.

Fig. 4.5.6 Misuratore di piccole capacità e induttanze Tektronix 130.

Il valore della capacità o induttanza incognita si legge direttamente sullo strumento, il quale deve essere preventivamente azzerato.

In questo modo però non si ha alcuna informazione su Q e, anzi, un elevato valore della componente resistiva dell'impedenza può falsare notevolmente la misura. Lo strumento va quindi usato per eseguire misure su componenti di buona qualità.

Il terminale di guardia permette di eseguire misure di capacità evitando l'influenza di capacità parassite indesiderate: tutti gli elementi che debbono essere esclusi dalla misura vanno connessi a tale punto, che fornisce una tensione eguale a quella dell'oscillatore.

Se, ad esempio, si desidera misurare la capacità griglia-placca di un pentodo, è opportuno connettere al terminale di guardia il catodo, lo schermo e il soppressore.

Le caratteristiche dello strumento sono le seguenti:

Misure di capacità: da 0 a 300 pF; minimo valore misurabile 0,05p F;

Misure di induttanza: da 0 a 300 μH; minimo valore misurabile 0,05 μH.

4.6 Esercizi

1. *Valutare con un esempio numerico l'errore che si commette usando il metodo di* figura 4.1.1.1 a *quando* $R_x = R_a$.

2. *Disegnare lo schema di un ohmetro che deve misurare resistenze non superiori a* 10 *ohm; specificare le caratteristiche principali dello strumento impiegato.*

3. *Perché può essere talvolta necessario misurare una resistenza in corrente alternata anziché in corrente continua? Quale strumento potrebbe allora venire impiegato?*

4. *Disegnare uno schema di circuito capace di misurare una resistenza dell'ordine di* 30 MΩ *con un voltmetro la cui impedenza di ingresso è* 10 MΩ.

5. *Ricavare le condizioni di equilibrio dei ponti descritti nel presente capitolo. Impiegare l'espressione* $1/j\omega C$ *per l'impedenza di un condensatore e* $j\omega L$ *per l'impedenza di un induttore eguagliando poi le parti reali tra loro e le parti immaginarie tra loro* $(j = \sqrt{-1})$.

6. *Trovare la reattanza induttiva* X_L *(in ohm) dei seguenti induttori alle frequenze indicate:*

$L =$ 1 H a 10 KHz;
$L =$ 10 μH a 100 MHz;
$L =$ 3 mH a 5 KHz;
$L =$ 25 H a 50 Hz.

Specificare gli strumenti necessari alla misura scegliendoli tra quelli descritti e, una volta eseguita la misura, confrontare i risultati sperimentali con le previsoini teoriche.

7. *Trovare la reattanza capacitiva* X_c *(in* Ω*) dei seguenti condensatori alle frequenze indicate:*

$C = 0{,}05$ μF a 40 KHz;
$C = 1$ KpF a 10 MHz;
$C = 4$ pF a 50 MHz;
$C = 50$ pF a 1 KHz.

Specificare gli strumenti necessari alla misura scegliendoli tra quelli descritti e, una volta eseguite le misure, confrontare i risultati sperimentali con le previsioni teoriche.

8. *Quale tra gli strumenti descritti è opportuno usare per misurare una capacità di 1 pF con un errore di circa il* 10%?

9. *L'intervallo di valori di capacità misurabili con lo strumento descritto in* 4.4 b *può essere ampliato connettendo un induttore in parallelo alla capacità da misurare. Qual è il valore di induttanza che occorre inserire per poter misurare una capacità da* 50 pF *alla frequenza di* 10 MHz? *Descrivere dettagliatamente il procedimento di misura.*

10. *Si è detto nel testo che lo strumento descritto in* 4.4 d *deve venire azzerato prima di eseguire la misura; gli azzeramenti preliminari alla misura di capacità e induttanza dovranno naturalmente venire eseguiti in presenza rispettivamente di una capacità nulla e di una induttanza nulla. Descrivere il modo in cui tali azzeramenti possono venire eseguiti.*

5

Misure sui componenti attivi

5.1 Misure sui diodi a vuoto e a semiconduttore

5.1.1 Rilevazione delle caratteristiche statiche

Un semplice circuito che si presta alla determinazione delle caratteristiche statiche di un diodo è mostrato in figura 5.1.1.1; benché in tale figura sia rappresentato un diodo a vuoto, lo schema si presta anche a misure

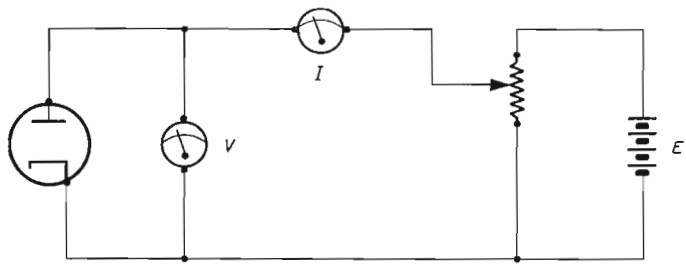


Fig. 5.1.1.1 Circuito per la determinazione delle caratteristiche statiche di un diodo.

sui diodi a semiconduttore (raddrizzatori, diodi rapidi, diodi Zener e, per la porzione con resistenza positiva, diodi tunnel) e sui diodi a gas.

Dalle caratteristiche tracciabili punto per punto con questo metodo è possibile ricavare la corrente inversa, la tensione di accensione (per i diodi a gas e a semiconduttore), la resistenza statica (rapporto tra la tensione applicata e la corrente che fluisce nel diodo), la resistenza dina-

mica (rapporto tra un incremento della tensione applicata e il corrispondente incremento della corrente, ossia, al limite, la derivata della curva caratteristica in un determinato punto).

Effettuando questo tipo di misure (particolarmente nel caso dei diodi a gas e dei diodi Zener) è opportuno fare attenzione al valore della resistenza in serie, la quale deve essere sufficientemente elevata perché il punto di intersezione della retta di carico con la curva caratteristica non corrisponda ad un valore della corrente superiore al massimo ammissibile per il componente su cui si effettua la misura (generalmente specificato dal costruttore).

5.1.2 Capacità parassite

La misura delle capacità parassite dei diodi polarizzati inversamente può venire effettuata per mezzo di uno dei misuratori di piccole capacità illustrati nel capitolo precedente, tenendo presente il fatto che al diodo deve venire contemporaneamente applicata una tensione inversa, il che può richiedere un accoppiamento capacitivo tra il circuito di misura e lo strumento. Nel caso dei diodi a semiconduttore non va inoltre dimenticato il fatto (cfr. 1.5.1.4) che la capacità decresce all'aumentare della tensione inversa applicata, per cui il valore di capacità misurato va sempre riferito alla corrispondente tensione di polarizzazione; questo fatto implica anche che l'ampiezza dei segnali forniti dal generatore impiegato nella misura deve essere molto minore della tensione di polarizzazione.

5.2 Misure sui tubi ad una o più griglie

5.2.1 Rilevazione delle caratteristiche statiche

Le caratteristiche statiche dei triodi possono essere ricavate punto per punto per mezzo del circuito di figura 5.2.1.1. L'impedenza interna dei voltmetri deve essere sufficientemente elevata per non perturbare le condizioni stazionarie.

I valori dei parametri del circuito equivalente (g, r, μ) possono venire ricavati dalle caratteristiche, oppure, sempre per mezzo del circuito di figura 5.2.1.1, applicando semplicemente la definizione dei para-

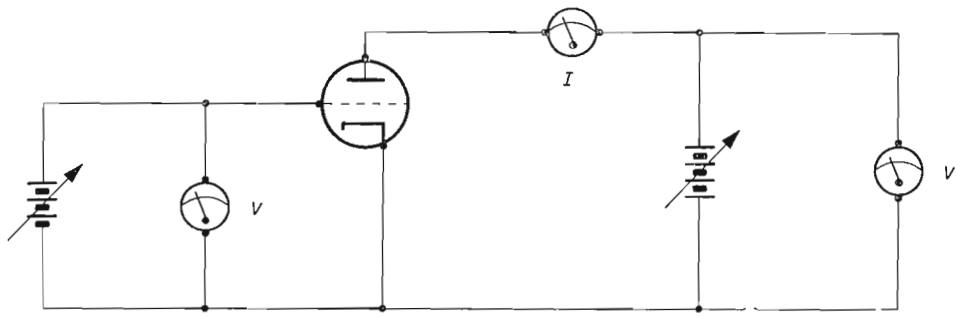


Fig. 5.2.1.1 Circuito per la determinazione delle caratteristiche statiche di un triodo.

metri stessi cfr. (1.4.3). Perché una misura di questo genere abbia significato, è neccesario che gli incrementi di tensione e di corrente siano assai minori dei valori stazionari.

È possibile anche eseguire le misure in modo diretto, partendo da una certa condizione stazionaria (un insieme di valori per le tensioni e le correnti cioè un punto nel piano delle caratteristiche) e sovrapponendo alle tensioni continue dei segnali sinusoidali; i corrispondenti valori assunti dalle altre variabili vengono misurati per mezzo di strumenti per grandezze alternate. La figura 5.2.1.2 mostra, ad esempio, il circuito da

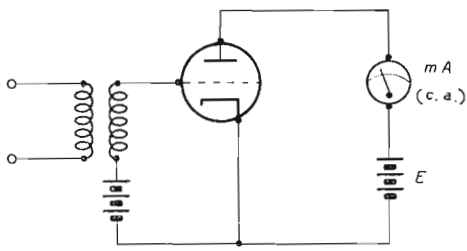


Fig. 5.2.1.2 Circuito per la misura diretta della trasconduttanza.

usare per misurare la trasconduttanza; analogamente la misura della resistenza interna r viene effettuata sovrapponendo ad E una piccola tensione sinusoidale e misurando la corrispondente corrente sinusoidale che nasce nel circuito di placca.

Quest'ultimo tipo di misure è spesso preferibile al precedente, il quale richiede un tempo assai lungo per il tracciamento delle curve, anche se in esse sono contenute tutte le informazioni necessarie sui parametri e sulla loro dipendenza dalle condizioni stazionarie.

Diversi altri metodi possono venire impiegati per la misura di questi parametri (per esempio quelli che fanno uso di circuiti a ponte) ma, per l'equilibrio generale del volume, non ci sembra opportuno insistere su questo punto.

5.2.2 Misure di emissione

Nel caso in cui le misure debbano avere un carattere qualitativo (se, ad esempio, si vuole semplicemente controllare il buon funzionamento di un tubo) può non essere necessario procedere al tracciamento delle caratteristiche secondo il metodo descritto nel paragrafo precedente; piuttosto, poiché la diminuzione del potere emissivo del catodo è spesso la principale causa di un difettoso funzionamento del tubo, una misura di emissione (che tra l'altro è di esecuzione semplice e immediata) è assai consigliabile per una prima verifica.

Tale misura, che non richiede grande precisione, viene effettuata per mezzo di un circuito del tipo di quello mostrato in figura 5.2.2.1, confrontando l'indicazione fornita dallo strumento con quella relativa ad un tubo dello stesso tipo in buone condizioni.

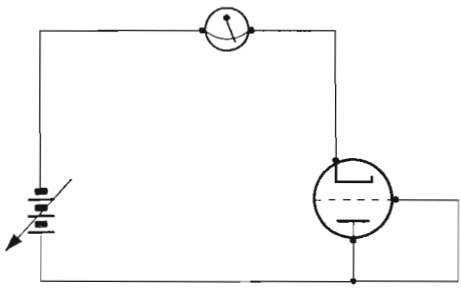


Fig. 5.2.2.1 Circuito per il controllo del funzionamento dei tubi.

5.2.3 Capacità parassite

I parametri finora ricavati non permettono ancora una previsione completa del comportamento del tubo, per cui è necessaria la conoscenza del valore delle capacità parassite; la misura di tali capacità può venire effettuata come nel caso dei diodi, tenendo presente che gli elettrodi che non debbono intervenire nella misura vanno collegati ad un opportuno circuito di guardia.

Tutto ciò che si è detto a proposito dei triodi è facilmente estensibile ai tubi a più griglie, le quali vanno naturalmente polarizzate in maniera conveniente.

5.3 Misure sui transistori

5.3.1 Rilevazione delle caratteristiche statiche

Nel circuito di figura 5.3.1.1, che può venire usato per tracciare le caratteristiche statiche di un transistore nella configurazione con emet-

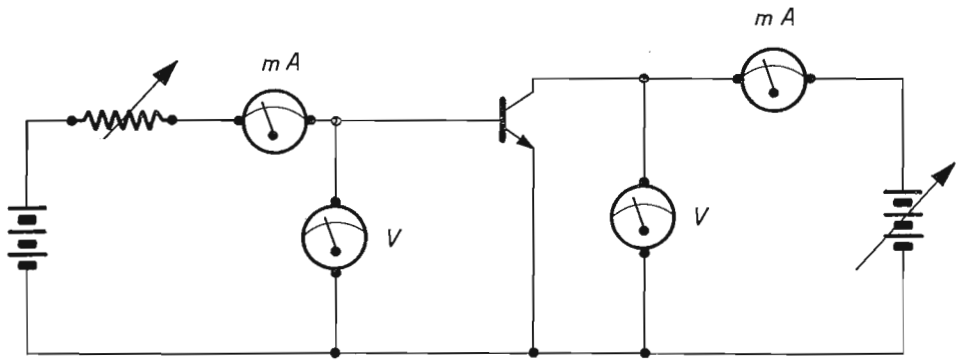


Fig. 5.3.1.1 Circuito per la determinazione delle caratteristiche statiche di un transistore nella configurazione con emettitore comune.

titore comune, si riconoscono quattro parametri indipendenti: due di ingresso (I_b, V_{be}) e due di uscita (I_c, V_{ce}).

Questo permette di tracciare quattro tipi di curve caratteristiche, e precisamente le caratteristiche di ingresso (V_{be} in funzione di I_b per diversi valori di V_{ce}) mostrate in figura 5.3.1.2 *a*, le caratteristiche di trasferimento inverso (V_{be} in funzione di V_{ce} per diversi valori di I_b) mostrate in figura 5.3.1.2 *b*, le caratteristiche di trasferimento (I_c in funzione di I_b per diversi valori di V_{ce}) mostrate in figura 5.3.1.2 *c* e le caratteristiche di uscita (I_c in funzione di V_{ce} per diversi valori di I_b) mostrate in figura 5.3.1.2 *d* e chiamate anche caratteristiche di collettore. Queste curve sono particolarmente importanti perché sono legate in maniera immediata alla definizione dei parametri h (cfr. 1.5.2.3). Si ha infatti:

$$\begin{aligned} \Delta V_{be} &= h_{ie}\Delta I_b + h_{re}\Delta V_{ce} \\ \Delta I_c &= h_{fe}\Delta I_b + h_{oe}\Delta V_{ce} \end{aligned} \qquad (5.3.1.1)$$

da cui si ricava che $h_{ie} = \left(\frac{\Delta V_{be}}{\Delta I_b}\right)_{V_{ce}=\text{cost}}$ è la pendenza della caratteristica di ingresso, $h_{re} = \left(\frac{\Delta V_{be}}{\Delta V_{ce}}\right)_{I_b=\text{cost}}$ è la pendenza delle caratteristiche di trasferimento inverso, $h_{fe} = \left(\frac{\Delta I_c}{\Delta I_b}\right)_{V_{ce}=\text{cost}}$ è la pendenza delle caratteri-

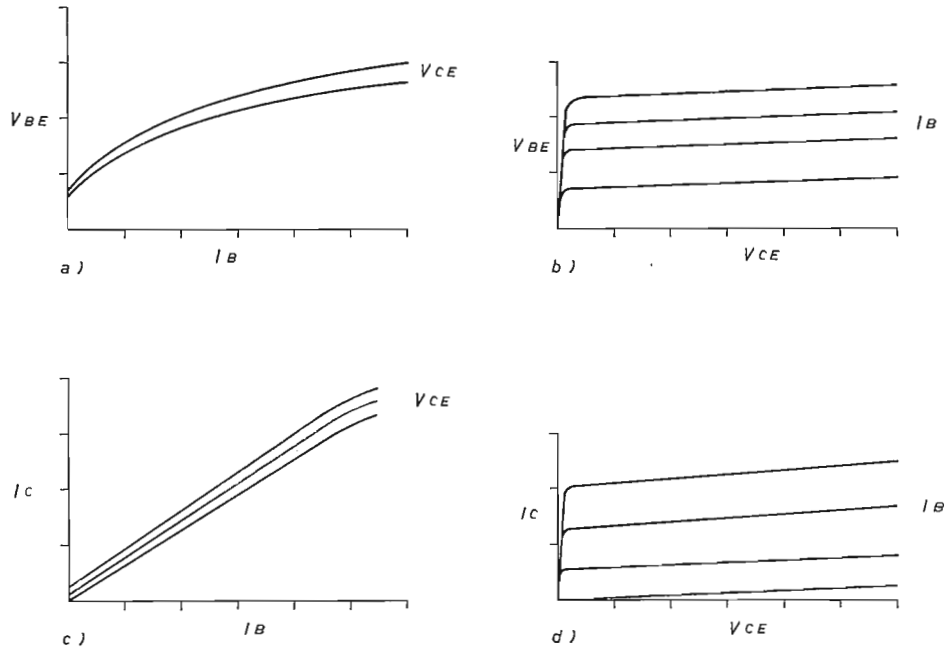


Fig. 5.3.1.2 Caratteristiche di un transistore nella configurazione con emettitore comune: a. *caratteristiche di ingresso;* b. *caratteristiche di trasferimento inverso;* c. *caratteristiche di trasferimento;* d. *caratteristiche di uscita.*

stiche di trasferimento ed $h_{oe} = \left(\frac{\Delta I_c}{\Delta V_{ce}}\right)_{I_b = \text{cost}}$ è la pendenza delle caratteristiche di collettore.

Dalla conoscenza di questi parametri per la configurazione con emettitore comune è possibile risalire ai parametri relativi alle altre configurazioni per mezzo delle relazioni riportate nella tabella 1.5.2.3.1. Ritroviamo quindi per i transistori la stessa situazione incontrata a proposito dei tubi a vuoto: le curve caratteristiche, che vengono costruite per studiare le relazioni che intercorrono tra tensioni e correnti continue, ci forniscono anche gli elementi (in questo caso i parametri h) per prevedere il comportamento dei transistori pilotati da piccoli segnali (in modo che i parametri h si possano considerare costanti).

I parametri così ricavati, essendo puramente resistivi, non permettono però di spiegare i fenomeni caratteristici del comportamento dei transistori ai tempi brevi (tempi di salita, ecc.) per i quali è necessaria l'introduzione di capacità nei circuiti equivalenti (cfr. 1.5.2.6). Per questa ragione può essere conveniente a volte misurare direttamente i parametri del circuito equivalente; tali parametri non debbono necessariamente essere i parametri h, poiché è possibile passare dall'uno all'altro tipo per mezzo di opportune tabelle, quale la già citata 1.5.2.3.1.

5.3.2 Misure dei parametri del circuito equivalente

Consideriamo ad esempio il circuito equivalente di figura 5.3.2.1 in cui la resistenza r_c viene trascurata rispetto al circuito di figura **1**.5.2.6.3, valido per la configurazione con emettitore comune.

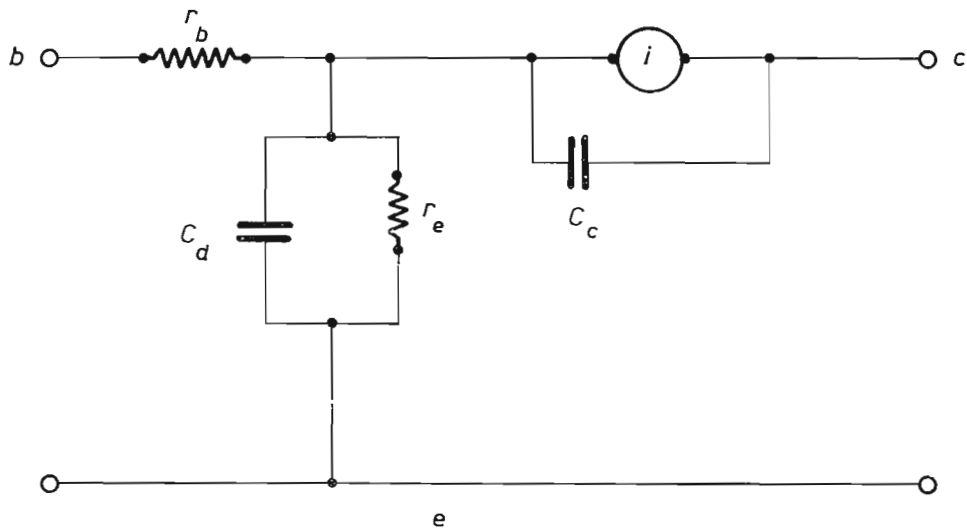


Fig. 5.3.2.1 Circuito equivalente semplificato di un transistore nella configurazione con emettitore comune.

Nelle condizioni di figura 5.3.2.2, se lo strumento impiegato è un misuratore di impedenze (vedi capitolo 4) e la frequenza dei segnali di ingresso è sufficientemente elevata, l'impedenza del condensatore C_d è molto

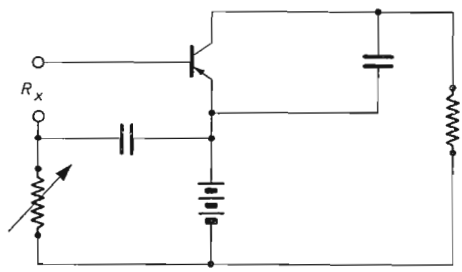


Fig. 5.3.2.2 Circuito per la misura di r_b.

minore di r_e, cosicché l'impedenza di ingresso è semplicemente r_b, che in questo modo risulta determinata.

Come si ricorderà, il valore della resistenza r_e viene fornito dalla relazione **1**.5.1.4.4.

La misura della capacità C_c (per diversi valori della tensione di polarizza-

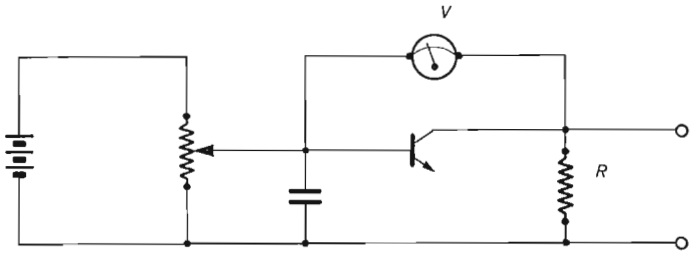


Fig. 5.3.2.3 Circuito per la misura di C_c.

zione) può venire eseguita nella configurazione di figura 5.3.2.3 per mezzo di un misuratore di capacità; nel caso in cui lo strumento sia del tipo a battimenti (cfr. capitolo 4) è necessario che la resistenza R abbia un valore assai elevato.

Per quanto riguarda infine la capacità C_d, legata ad r_e dalla relazione approssimata $C_d \simeq \frac{1,2}{r_e \omega_c}$ (dove ω_c è la pulsazione di taglio del transistore), la sua misura viene preferibilmente effettuata per via indiretta. Infatti, poiché il tempo di salita σ del segnale di tensione all'uscita di un circuito con emettitore comune con una resistenza di carico R e pilotato da un generatore di tensione con resistenza interna r_g è dato dall'espressione

$$\sigma = 2,2 \frac{(1 + \beta_0)(r_g + r_b)(1 + RC_c\omega_c)}{\omega_c(1 + \beta_0)r_e + r_g + r_b}, \qquad (5.3.2.1)$$

misurando sperimentalmente il valore di σ è possibile risalire al valore di ω_c e quindi al valore di C_d.

Il valore di β_0, che figura nella precedente relazione, può venire determinato a partire dalle caratteristiche di collettore o dalle caratteristiche di trasferimento (cfr. fig. 5.3.1.2) oppure usando la sua definizione come h_{fe}, cioè misurando la corrente di uscita che si ha in conseguenza dell'applicazione di una corrente di ingresso.

Ricordiamo ancora una volta che tutte le considerazioni precedenti valgono per transistori in zona attiva e per piccoli segnali, in modo da poter considerare costanti i parametri dei circuiti equivalenti. I parametri dei transistori nelle configurazioni con base comune o con emettitore comune possono venire misurati direttamente oppure ottenuti dai precedenti per mezzo di apposite relazioni di passaggio (cfr. 1.5.2).

5.4 Metodo oscilloscopico di rilevazione delle caratteristiche

Come si è visto nel capitolo 3, sullo schermo di un oscilloscopio a raggi catodici è possibile ottenere una qualunque funzione $y = f(x)$ purché alle placchette di deflessione vengano inviati segnali opportuni; tale strumento può quindi venire impiegato ad esempio per tracciare le caratteristiche di un componente attivo.

Nel caso ad esempio delle caratteristiche di placca di un triodo, la tensione di placca viene fatta variare da zero a un valore massimo prefissato e inviata all'amplificatore orizzontale, mentre un segnale proporzionale alla corrente di placca viene inviato alle placchette di deflessione verticale; la tensione di griglia viene contemporaneamente mantenuta costante.

Tale processo deve naturalmente venire ripetuto nell'unità di tempo un numero di volte sufficiente ad assicurare una buona persistenza della traccia sullo schermo.

Variando il valore della tensione di griglia si ottiene la famiglia delle caratteristiche di placca, la quale può venire ottenuta automaticamente se, anzichè mantenere la griglia ad un potenziale costante, ad essa viene applicato un segnale a gradini successivi: in questo modo la tensione di griglia resta fissa in corrispondenza di un gradino per tutto il tempo occorrente al tracciamento di una curva, poi viene portata ai gradini successivi, permettendo di tracciare le curve corrispondenti.

Il numero di gradini e l'ampiezza di ciascuno di essi debbono naturalmente essere variabili.

Il metodo brevemente descritto per ottenere sullo schermo di un oscilloscopio le curve caratteristiche di placca è valido, con le opportune modifiche, anche per le altre curve; esso si estende poi al caso dei diodi e dei transistori.

Il fatto di poter tracciare le curve caratteristiche in maniera così rapida e facilmente leggibile non è l'unico pregio di questo metodo; esso è particolarmente utile nel caso in cui la porzione di caratteristiche che si desidera osservare implichi la dissipazione di una potenza assai elevata, ammissibile soltanto per intervalli di tempo molto brevi.

È così possibile esaminare ad esempio le caratteristiche di placca per valori positivi della tensione di griglia in un triodo oppure le caratteristiche di collettore per elevati valori della tensione tra collettore ed emettitore in un transistore, il che non è possibile usando i metodi di figura 5.2.1.1 e 5.3.1.1, coi quali si possono eseguire soltanto quelle rilevazioni che corrispondono a valori delle tensioni (e delle correnti) che non possono danneggiare il componente anche se applicati per un tempo lungo.

5.5 Descrizione di uno strumento di misura

Il tracciatore di curve Tektronix 575 (figura 5.5.1) è uno strumento assai versatile il quale permette di ricavare numerose informazioni sui diodi a semiconduttore e sui transistori. Tale strumento funziona nella maniera descritta nel paragrafo precedente: il segnale di collettore è un'onda sinusoidale raddrizzata, mentre all'ingresso del transistore vengono inviati gradini di corrente o tensione di ampiezza variabile (vedi figura 5.5.2).

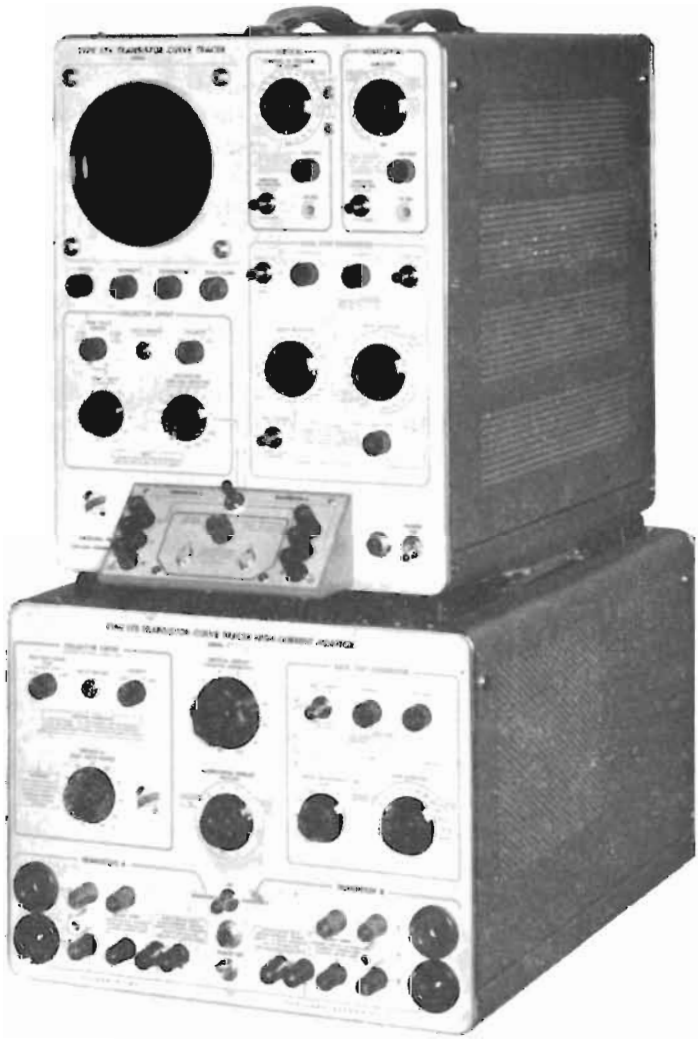


Fig. 5.5.1 Tracciatore di curve caratteristiche Tektronix 575. Nella figura è mostrato anche un adattatore che consente di estendere l'impiego dello strumento al caso di correnti elevate.

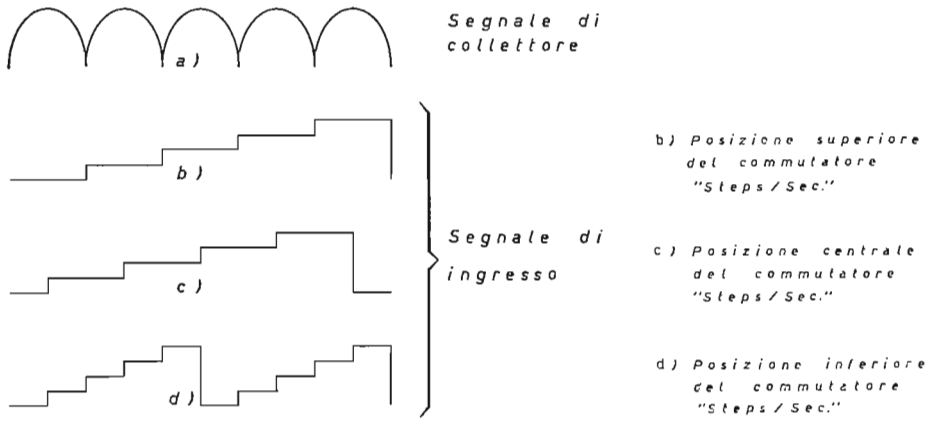


Fig. 5.5.2 Forme d'onda fornite dallo strumento di figura 5.5.1.

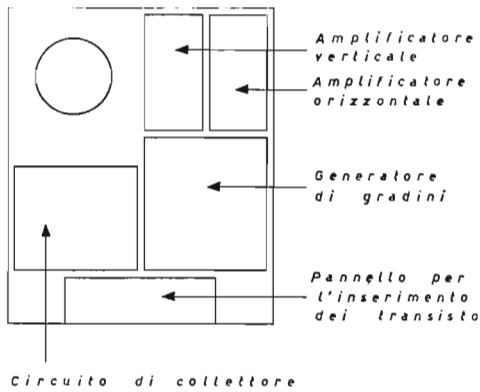


Fig. 5.5.3 Blocchi funzionali del pannello dello strumento di figura 5.5.1.

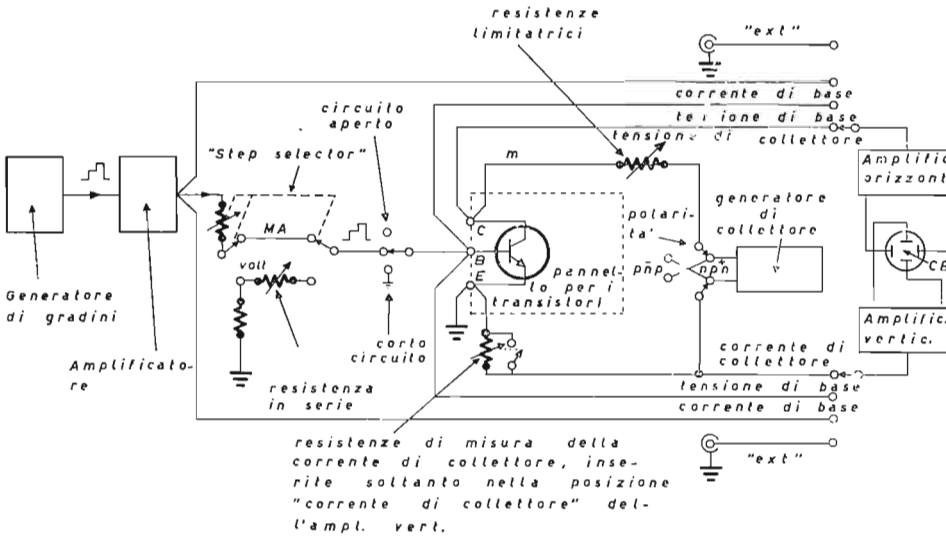


Fig. 5.5.4 Schema a blocchi dello strumento di figura 5.5.1.

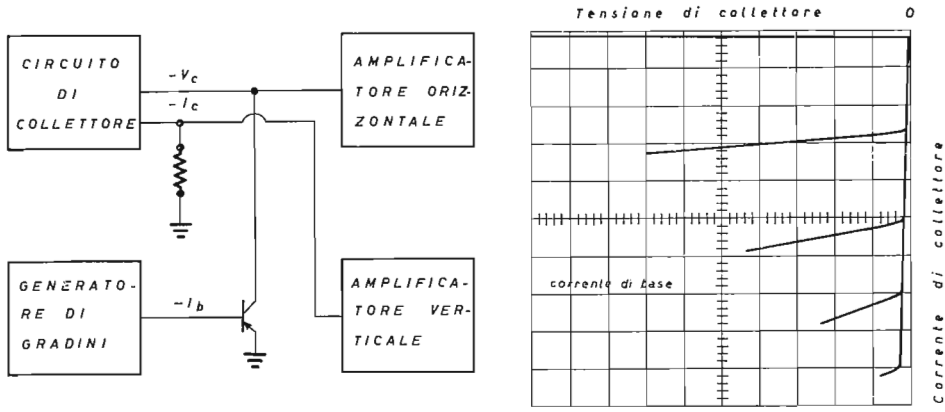


Fig. 5.5.5 Connessione dei blocchi funzionali del pannello dello strumento di figura 5.5.1 per il tracciamento delle caratteristiche di collettore di un transistore p-n-p nella configurazione con emettitore comune.

Il pannello frontale può venire diviso in cinque blocchi funzionali, mostrati in figura 5.5.3. Lo schema a blocchi, dal quale dovrebbe apparire chiaro il funzionamento dello strumento e la posizione che debbono avere i controlli nelle diverse applicazioni, è mostrato in figura 5.5.4.

Nel caso in cui, ad esempio, si vogliano tracciare le caratteristiche di collettore di un transistore *p-n-p* nella configurazione con emettitore comune, la connessione dei blocchi funzionali di figura 5.5.3 avviene come in figura 5.5.5. I commutatori di polarità vanno messi nelle posizioni opportune (del resto ovvie) indicate sul pannello frontale. Nel caso invece in cui si voglia esaminare ad esempio la caratteristica di un diodo Zener, la connessione dei blocchi funzionali è quella mostrata in figura 5.5.6.

Questi due tipi di curve sono stati scelti come esemplificazione delle

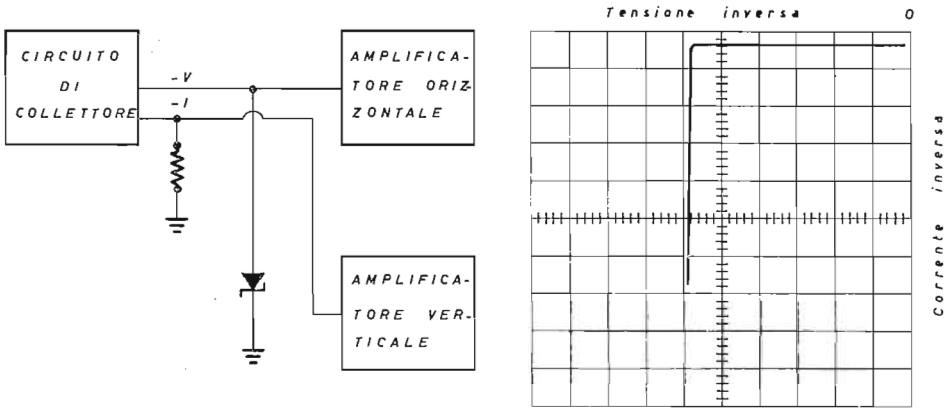


Fig. 5.5.6 Connessione dei blocchi funzionali del pannello dello strumento di figura 5.5.1 per il tracciamento della caratteristica di un diodo Zener.

possibilità dello strumento, le quali sono naturalmente molto più estese e permettono di tracciare tutti i tipi di curve di cui si è parlato nei paragrafi precedenti; in particolare, se si desidera superare i limiti di dissipazione o di tensione massima previsti per un certo componente, è possibile tracciare le curve una sola volta (« single family »), superando così i limiti stessi soltanto per un tempo brevissimo, insufficiente per causare un danno permanente.

5.6 Esercizi

1. *Progettare un amplificatore lineare a transistori* (*cfr.* **2**.1) *in grado di amplificare* 10 *volte segnali di tensione non superiori a* 50 mV. *Indicare dettagliatamente di quali parametri dei transistori è necessaria la conoscenza e qual è il metodo per ricavarne il valore.*

Scelto un particolare tipo di transistori, eseguire la misura dei parametri con gli strumenti più opportuni e costruire il circuito. Confrontare il valore sperimentale dell'amplificazione con le previsioni teoriche. Se la misura di alcuni parametri viene eseguita con metodo voltamperometrico, fare attenzione al valore dell'impedenza interna dei voltmetri.

2. *Misurare per un transistore i parametri necessari a progettare un multivibratore astabile (cfr.* **2**.1.7.9*) capace di fornire segnali quadrati di* 3 V *ad una frequenza di ripetizione di* 5 KHz. *Costruire il multivibratore e confrontare il funzionamento con le previsioni teoriche. Specificare come viene eseguita la verifica sperimentale.*

3. *Misurare per un triodo i parametri necessari a progettare un inseguitore catodico.* (*cfr.* **1**.4.3) *Descrivere un metodo per misurare l'impedenza di uscita di tale circuito e, una volta eseguita la misura, confrontare il valore così ottenuto con quello previsto teoricamente.*
Inviando un segnale sinusoidale di ingresso all'amplificatore orizzontale e il corrispondente segnale di uscita all'amplificatore verticale di un oscilloscopio, determinare l'intervallo di linearità dell'inseguitore catodico dall'osservazione della figura ottenuta sullo schermo al variare dell'ampiezza del segnale di ingresso.

4. *Progettare, per un particolare tipo di transistori, un amplificatore con reazione* (*cfr.* **2**.4) *capace di amplificare* 5 *volte segnali di ampiezza non superiore a* 20 mV. *Verificare che l'introduzione della reazione rende il guadagno in larga misura indipendente dal particolare transistore impiegato; a questo scopo usare due transistori le cui caratteristiche siano il più possibile diverse tra loro e confrontare i valori dell'amplificazione.*

5. *Progettare un amplificatore di tensione a transistori ad uno stadio (emettitore comune) (cfr.* **1**.5.2) *senza reazione con amplificazione pari a* 10, *calcolata sulla base dei parametri per piccoli segnali che andranno precedentemente misurati. Dopo aver costruito l'amplificatore verificare l'accordo del valore sperimentale dell'amplificazione con quello teorico (inviando all'ingresso segnali, ad esempio, di* 10 mV*); inviando poi segnali di ingresso di* 100 mV *si noterà una variazione dell'amplificazione, che può essere prevista considerando le variazioni dei parametri per piccoli segnali con le condizioni di lavoro. Eseguire i calcoli e confrontare i risultati. Verificare che, se la stessa amplificazione viene ottenuta per mezzo di un circuito con reazione negativa, la dipendenza dall'ampiezza dei segnali è molto meno marcata.*

6

Misure di frequenza, di tempo, di fase e di modulazione. Analisi armonica

6.1 Misure di frequenza

6.1.1 Campioni di frequenza

Il campione fondamentale di frequenza è fornito dalla rotazione della terra, il cui periodo può venire misurato con grandissima precisione.

I campioni di frequenza si dividono in primari e secondari, a seconda che vengano confrontati direttamente col campione fondamentale o con un campione primario.

I due tipi di campioni, che impiegano generalmente un oscillatore a quarzo accuratamente termostatato, non differiscono necessariamente tra loro per quanto riguarda la stabilità; la differenza sostanziale consiste nella presenza o meno di un orologio (azionato dalla frequenza del campione opportunamente demoltiplicata per mezzo di circuiti bistabili) e dei dispositivi elettronici appropriati per confrontare il tempo indicato dall'orologio con quello del segnale radio proveniente da un osservatorio astronomico, qualora non sia possibile il confronto diretto col campione fondamentale.

L'accuratezza del confronto dipende dalla stabilità del tempo di propagazione del segnale radio tra il trasmettitore e il ricevitore.

Poiché le variazioni nel tempo di trasmissione non sono generalmente inferiori a 10^{-4} secondi, per avere una precisione nella calibrazione dell'ordine di una parte su 10^9 è necessario che la durata della misura sia superiore a un giorno ($8{,}64 \cdot 10^4$ secondi).

Le frequenze campione vengono trasmesse sui canali 2,5; 5; 10; 15; 20; 25 MHz.

6.1.2 Frequenzimetri

I frequenzimetri sono strumenti semplici e di modesta precisione che trovano impiego principalmente nella misura di frequenze industriali. Per questa ragione ci limiteremo a pochi cenni sui frequenzimetri a vibrazione e sui frequenzimetri a deflessione, che sono i tipi più comuni.

Il frequenzimetro a vibrazione è costituito da un insieme di lamelle d'acciaio poste in prossimità di un elettromagnete eccitato dalla tensione sinusoidale di cui si vuole misurare la frequenza.

Le lamelle possono essere di lunghezza diversa o portare all'estremità libera pesetti leggermente diversi; in ciascuno dei due casi la frequenza di risonanza meccanica è diversa per ognuna di esse.

Così, anche se il moto di tutte le lamine è influenzato dall'elettromagnete, l'ampiezza delle oscillazioni è massima per quella lamina la cui

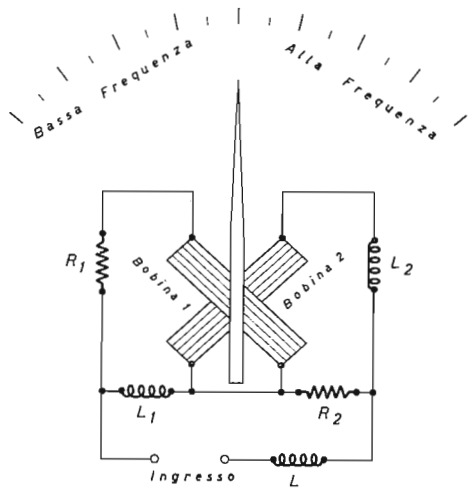


Fig. 6.1.2.1 Schema di un frequenzimetro Weston.

frequenza di risonanza meccanica è più vicina alla frequenza del segnale di ingresso.

L'intervallo di frequenze misurabile con uno strumento di questo tipo è naturalmente assai ristretto, come già si è accennato.

Nella figura 6.1.2.1 è mostrato lo schema di un frequenzimetro Weston, uno dei più comuni frequenzimetri a deflessione. Il suo funzionamento dipende dalla variazione in funzione della frequenza della distribuzione della corrente tra due circuiti in parallelo.

La bobina 1 è infatti in serie con la resistenza R_1 e in parallelo con

la induttanza L_1, mentre la bobina 2 è in serie con l'induttanza L_2 e la resistenza R_2.

La direzione del campo magnetico risultante è determinata dal rapporto tra le correnti nelle bobine 1 e 2. A frequenza elevata la corrente è maggiore nella bobina 1, mentre a bassa frequenza essa è maggiore nella bobina 2: di conseguenza l'indice dello strumento si muove nel modo indicato dalla figura.

6.1.3 Metodi di misura oscilloscopici

a) Metodo diretto.

Da quanto si è detto a proposito dell'oscilloscopio, risulta chiaro che la misura della frequenza di un segnale sinusoidale può venire effettuata per mezzo di uno strumento di questo tipo: è infatti sufficiente ricavare dall'immagine sullo schermo il periodo di una oscillazione (o di più oscillazioni). Naturalmente la convenienza di questo semplice metodo trova un limite nella precisione con cui è nota la base dei tempi, nella sua linearità, nella sensibilità di lettura dell'oscilloscopio; esso ha d'altra parte il pregio di permettere una rapida esecuzione della misura e di impiegare un solo strumento (l'oscilloscopio) che si trova in qualunque laboratorio di elettronica.

b) Figure di Lissajous.

Questo metodo di misura richiede l'uso di una frequenza campione, che viene applicata ad una coppia di placchette di deflessione dell'oscilloscopio (generalmente la coppia orizzontale), mentre all'altra coppia viene inviata la frequenza incognita; è opportuno che le ampiezze dei due segnali siano approssimativamente uguali.

Le figure che vengono descritte sullo schermo dal pennello elettronico dipendono dalla relazione che intercorre tra le frequenze e le fasi dei due segnali; in ogni caso, se il rapporto tra le due frequenze è un numero razionale, la corrispondente figura di Lissajous è stazionaria.

In figura 6.1.3.1 sono mostrati alcuni esempi, da cui si può vedere tra l'altro l'influenza della differenza di fase sulla forma della figura di Lissajous.

Una volta ottenuta sullo schermo una figura stazionaria è necessario, nei casi concreti, risalire al rapporto tra le due frequenze. Se le ampiezze dei due segnali sono uguali, la figura di Lissajous appare inscrivibile in un quadrato; contando i punti di tangenza della figura con un lato verticale del quadrato (n_v) e quelli con un lato orizzontale (n_0), si ha $f_y/f_x = n_0/n_v$, dove f_x ed f_y sono le frequenze dei segnali applicati rispettivamente alle placchette orizzontali e verticali.

Un altro metodo per risalire al rapporto tra le frequenze consiste nel contare le intersezioni (n_y) della figura con una linea verticale e quelle (n_x) con una linea orizzontale (usando ad esempio le linee di riferimento sullo schermo dell'oscilloscopio); la formula da usare è ancora la precedente, dove però si sostituisca n_y a n_v e n_x a n_0.

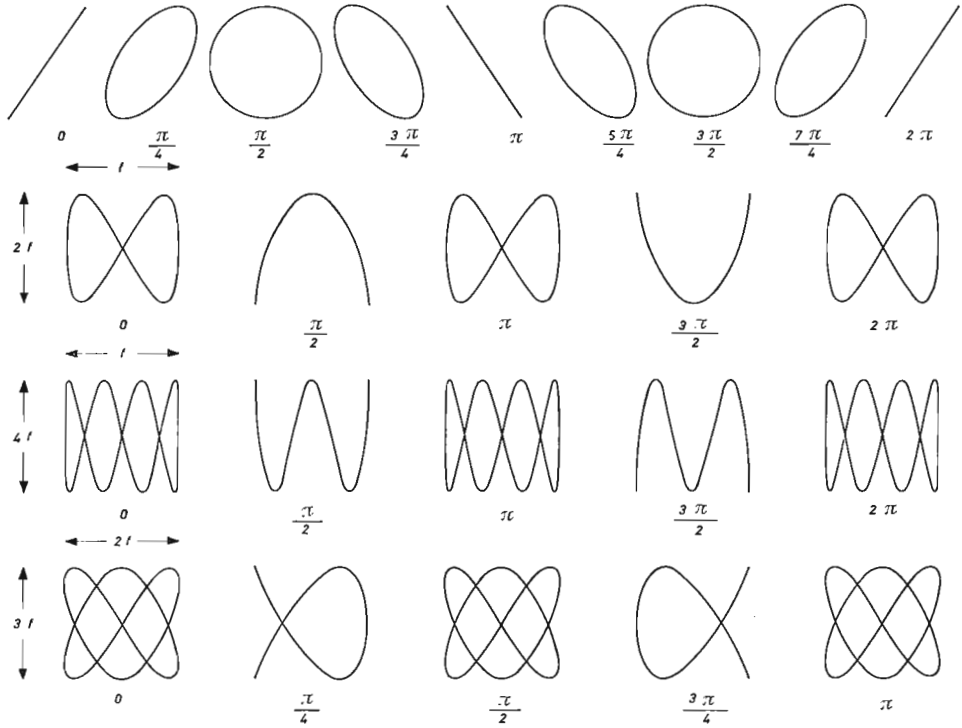


Fig. 6.1.3.1 Figure di Lissajous.

Il metodo delle figure di Lissajous viene generalmente usato, per ragioni di semplicità di lettura, per misurare frequenze che stiano in un rapporto intero con la frequenza campione.

c) Modulazione di griglia.

All'aumentare del rapporto tra le due frequenze il metodo delle figure di Lissajous diviene ben presto assai scomodo da usare; al suo posto può venire applicato il metodo mostrato in figura 6.1.3.2, in cui la più elevata delle due frequenze viene inviata alla griglia controllo del tubo catodico (asse *Z*), mentre l'altra, attraverso un circuito sfasatore, giunge alle placchette di deflessione e dà origine ad un cerchio sullo schermo

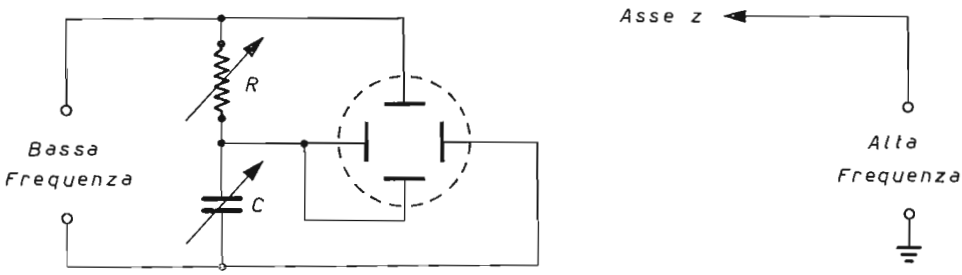


Fig. 6.1.3.2 Metodo della modulazione di griglia.

se le tensioni ai capi del condensatore e della resistenza sono uguali ma sfasate di $\pi/2$.

Poiché il tubo catodico, normalmente interdetto, viene portato in conduzione dalla semionda positiva del segnale inviato all'asse Z, il cerchio risulta modulato in intensità e il rapporto tra le due frequenze risulta uguale al numero di tratti luminosi.

Come si vede, questo metodo, certamente più pratico di quello delle figure di Lissajous se il rapporto tra le frequenze è elevato, può venire impiegato soltanto quando tale rapporto è un numero intero, nel qual caso la figura è stazionaria.

Naturalmente esistono anche altre tecniche per eseguire una misura oscilloscopica di frequenze, ma, essendo le precedenti le più comunemente impiegate in laboratorio, non sembra opportuno insistere troppo su questo argomento.

6.1.4 Misure con ponti

Passando in rassegna i vari metodi a ponte per la misura di impedenze abbiamo visto che in alcuni di essi le condizioni di equilibrio dipendono dalla frequenza. Questo fatto, che rappresenta una difficoltà nel caso della misura di impedenze perché implica l'uso di un oscillatore a frequenza esattamente nota, si dimostra assai utile se, inversamente, viene impiegato per la misura di frequenze.

La scelta del tipo di ponte da usare per una particolare misura dipende naturalmente da varie considerazioni, quali l'intervallo di frequenze da misurare e la facilità di ottenere il bilanciamento.

Il ponte di Wien (figura 6.1.4.1) le cui condizioni di equilibrio sono

$$2\pi f = (R_2 R_4 C_2 C_4)^{-1/2} \qquad (6.1.4.1)$$

$$R_1/R_3 = R_2/R_4 + C_4/C_2 \qquad (6.1.4.2)$$

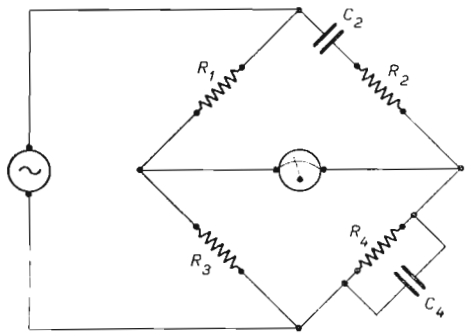


Fig. 6.1.4.1 Ponte di Wien per la misura di frequenze.

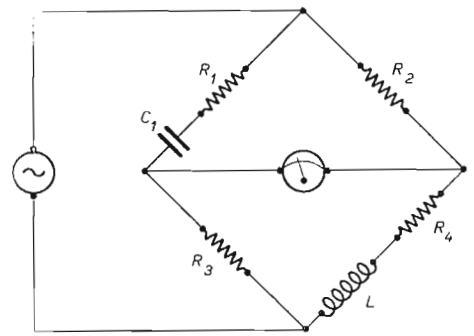


Fig. 6.1.4.2 Ponte di Hay per la misura di frequenze.

può venir usato come ponte a lettura diretta se la 6.1.4.2 è sempre soddisfatta, cioè se $R_1 = 2R_3$, $C_4 = C_2$, $R_4 = R_2$, nel qual caso $f = 1/(2\pi R_2 C_2)$. In pratica R_1, R_3, C_2, C_4 sono mantenuti costanti mentre i valori di R_2 ed R_4 vengono variati contemporaneamente in maniera che il loro rapporto resti costante.

Questo tipo di ponte permette di misurare frequenze fino a qualche decina di KHz. Lo strumento di zero può essere qualunque ma, particolarmente nel caso in cui venga usato un voltmetro elettronico, è opportuno introdurre un filtro nel cuircuito del rivelatore, perché il ponte non è ovviamente bilanciato per le armoniche della frequenza in esame.

Un altro ponte assai usato per misura di frequenze è il ponte di Hay (figura 6.1.4.2); dalle condizioni di equilibrio del ponte si ottiene

$$f = \frac{R_4}{2\pi\sqrt{(R_2 R_3 C_1 L - L^2)}} . \qquad (6.1.4.3)$$

Mantenendo costanti tutti i parametri del ponte ad eccezione di R_4 è possibile fare in modo che il ponte stesso abbia un solo elemento variabile per ottenere il bilanciamento e che tale elemento possa venire tarato direttamente in frequenza.

Questo ponte, pur non essendo in grado di coprire la stessa banda di frequenze del precedente, si dimostra di uso assai semplice e di buona sensibilità per frequenze dell'ordine di qualche KHz.

6.1.5 Frequenzimetri elettronici

Lo schema di principio di un frequenzimetro elettronico è mostrato in figura 6.1.5.1. La frequenza da misurare viene impiegata per comandare un generatore di impulsi quadrati della stessa frequenza e di ampiezza costante; tali impulsi quadrati, inviati attraverso un inseguitore catodico, caricano e scaricano la capacità C attraverso i due diodi; poiché ad ogni periodo il condensatore C si carica e si scarica completamente, il valore

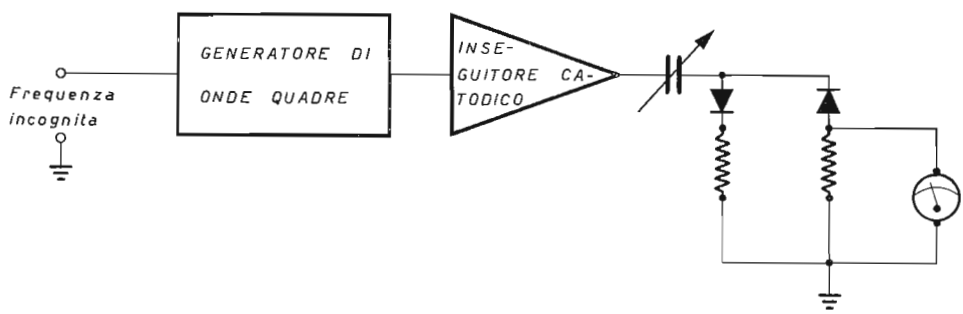


Fig. 6.1.5.1 Schema di principio di un frequenzimetro elettronico.

medio della corrente di scarica (misurato dallo strumento) è direttamente proporzionale alla frequenza da misurare.

Questa tecnica di misura può essere impiegata anche per misurare altre grandezze: si ricorderà ad esempio che il misuratore di piccole induttanze e capacità Tektronix 130 è fondato sostanzialmente proprio su questo principio.

Con questo metodo è possibile misurare frequenze fino a 100 KHz con una precisione di qualche percento.

6.1.6 Metodi di conteggio

Come già si è accennato nel caso delle misure oscilloscopiche, uno dei metodi in linea di principio più semplici per la misura della frequenza di un segnale di tensione (o, comunque, di un segnale riconducibile ad un segnale di tensione), è quello di contare i cicli compresi in un determinato intervallo di tempo. Nel caso dell'oscilloscopio questa misura viene effettuata visualmente, ma in generale la tecnica usata dipende dall'ordine di grandezza della frequenza incognita.

Se si tratta di una frequenza molto bassa si può pensare di contare i cicli mentalmente su un tempo abbastanza lungo; a frequenze più elevate possono essere impiegati contatori elettromeccanici o, a frequenze ancora più elevate, contatori elettronici.

Questi ultimi, di grande importanza per la vastità delle loro applicazioni, si fondano generalmente sull'impiego di cuircuiti bistabili (cfr. 2.5.5.2) ognuno dei quali divide per due la frequenza dei segnali di ingresso.

Se n circuiti bistabili vengono connessi in cascata, la frequenza dei segnali di ingresso viene demoltiplicata di un fattore 2^n; d'altra parte, poiché è più opportuno disporre di un fattore 10^k di demoltiplicazione, vengono impiegate tecniche di conversione binario-decimale (cfr. 2.5.5.3) per ottenere tale risultato a partire dai circuiti bistabili.

Lo schema di principio di un contatore elettronico è mostrato in figura 6.1.6.1. Il generatore dell'asse dei tempi determina il tempo durante il quale il circuito porta resta aperto, permettendo così al segnale di ingresso di giungere, opportunamente formato, ai circuiti di conteggio.

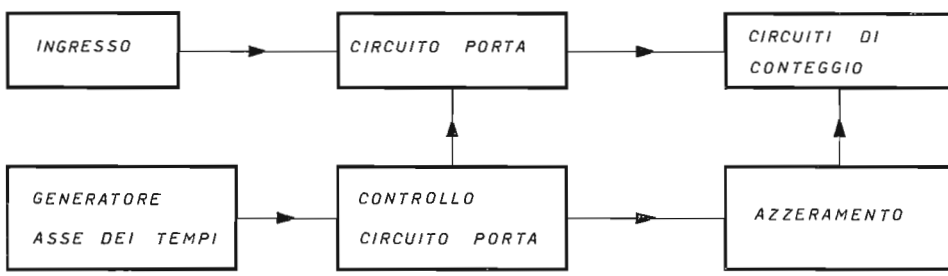


Fig. 6.1.6.1 Schema di principio di un contatore elettronico.

Se il tempo durante il quale il circuito porta resta aperto è 1 secondo, il numero che si legge sulla scala non è altro che la frequenza espressa in Hz. Un esempio di contatore usato per misura di frequenze è presentato nel paragrafo 6.6.

6.1.7 Metodo dei battimenti

Molti metodi di misura si fondano su questo ben noto fenomeno fisico, per cui quando due onde sinusoidali di frequenze molto vicine ($f_1 > f_2$) vengono sovrapposte, l'inviluppo dell'onda risultante appare oscillante con frequenza $\Delta f = f_1 - f_2$. Data la grande varietà di disposizioni sperimentali in uso, ci limiteremo ad accennare a due tra le più diffuse.

a) Metodo diretto.

Un metodo per misurare frequenze anche assai elevate è mostrato in figura 6.1.7.1. Come si vede, esso è una semplice applicazione del feno-

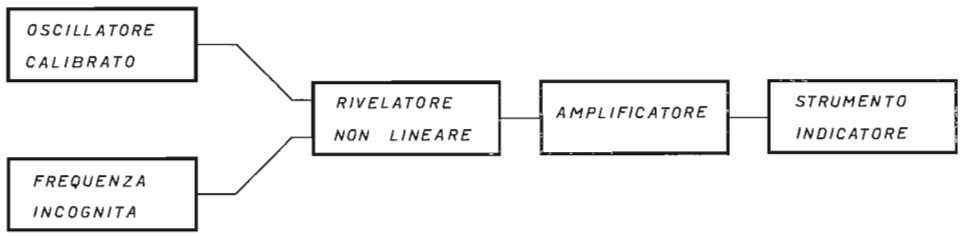


Fig. 6.1.7.1 Metodo dei battimenti per la misura di frequenze.

meno dei battimenti, per cui, avendo a disposizione un oscillatore calibrato la cui frequenza sia sufficientemente vicina a quella incognita, la frequenza di battimento può essere agevolmente rivelata per mezzo di uno strumento (frequenzimetro, cuffia telefonica, ponte, oscilloscopio, contatore) scelto a seconda dell'ordine di grandezza della frequenza stessa.

Naturalmente nel segnale che esce dal rivelatore non lineare sono presenti anche altre frequenze (ad esempio la somma delle frequenze di ingresso) ma la frequenza di battimento (cioè la differenza tra le frequenze di ingresso) ha in genere un valore molto più basso, il che facilita la misura.

L'errore commesso nella determinazione della frequenza di battimento, anche se non trascurabile, è in realtà assai piccolo per quanto riguarda la sua influenza sulla determinazione del valore della frequenza incognita. Se l'oscillatore campione è a frequenza variabile, si può anche procedere diversamente, ricercando cioè la condizione di zero: quando il segnale di uscita è nullo le due frequenze sono esattamente uguali.

Poiché, come si è visto, la misura di frequenze basse presenta minori difficoltà, l'operazione di battimento può essere eventualmente ripetuta più volte fino ad ottenere la frequenza voluta.

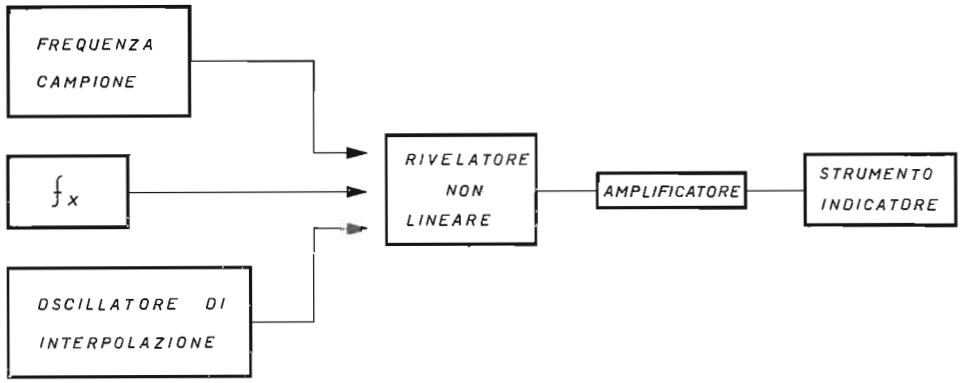


Fig. 6.1.7.2 Metodo di interpolazione per la misura di frequenze.

b) Metodo di interpolazione.

Il metodo di interpolazione, il cui schema di principio è mostrato in figura 6.1.7.2, utilizza le armoniche di una frequenza campione f_c le quali si trovano immediatamente al di sotto (nf_c) e al di sopra $(n + 1)f_c$ della frequenza incognita. L'ordine n ed $(n + 1)$ delle armoniche da prendere in considerazione può naturalmente venire determinato per mezzo di una misura approssimata. L'oscillatore di interpolazione viene successivamente regolato per avere una uscita nulla rispettivamente con le frequenze f_x, nf_c, $(n + 1)f_c$. Se le corrispondenti frequenze dell'oscillatore variabile di interpolazione sono φ_x, φ_1 e φ_2 si ha

$$\frac{f_x - f_c}{\varphi_x - \varphi_1} = \frac{(n + 1)f_c - nf_c}{\varphi_2 - \varphi_1}$$

da cui

$$f_x = nf_c + \frac{\varphi_x - \varphi_1}{\varphi_2 - \varphi_1} f_c .$$

In tale formula le differenze $(\varphi_x - \varphi_1)$ e $(\varphi_2 - \varphi_1)$ possono venire sostituite dalle corrispondenti letture sul quadrante dell'oscillatore (anche in unità arbitrarie).

Questo metodo ha il vantaggio di richiedere una frequenza campione fissa e una frequenza variabile il cui unico requisito è quello di avere una scala lineare; è chiara quindi la convenienza che questo metodo presenta relativamente al metodo dei battimenti con ricerca della condizione di zero, in cui allo stesso oscillatore campione viene richiesta anche la linearità della scala.

La precisione della misura è tanto più elevata quanto più le armoniche della frequenza campione sono vicine tra loro.

6.1.8 Misura di radiofrequenze

Per la misura di radiofrequenze sono largamente usati dei dispositivi a risonanza (ondametri), i quali sfruttano il fatto che l'ampiezza delle oscillazioni di un sistema è massima quando il sistema stesso viene eccitato da una frequenza uguale alla sua frequenza di risonanza. Si ricorderà che sempre un fenomeno di risonanza (seppure di tipo meccanico) è alla base degli strumenti descritti in 6.1.2.

Lo schema di principio di un dispositivo a risonanza per misura di frequenza è mostrato in figura 6.1.8.1 *a*, in cui il circuito di misura è

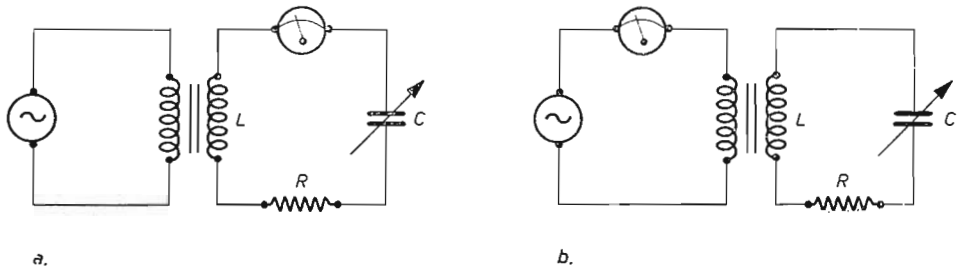


Fig. 6.1.8.1 Schemi di principio di dispositivi a risonanza per misura di frequenze.

debolmente accoppiato alla sorgente dei segnali di cui interessa la frequenza. La frequenza di risonanza del circuito di misura vale

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}\sqrt{\left(1 - \frac{R^2C}{4L}\right)} \qquad (6.1.8.1)$$

che si riduce a $f_0 = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ per piccoli valori di R; in quest'ultimo caso la capacità variabile C può essere tarata direttamente in frequenza.

L'andamento della curva di risonanza è tale che in prossimità di f_0 la corrente misurata dallo strumento è una funzione poco sensibile della frequenza; per questa ragione, volendo ottenere con precisione il valore di f_0, è opportuno eseguire due misure, individuando due punti della curva di risonanza simmetrici rispetto a f_0. Il valore di f_0 si ricava poi naturalmente dalla media aritmetica dei valori trovati.

Lo strumento di misura, invece che in serie al circuito oscillante, può venire connesso in serie al generatore di segnali (figura 6.1.8.1 *b*); se ad esempio i segnali provengono da un oscillatore e lo strumento viene inserito nel circuito di placca la corrente è massima in condizioni di risonanza, mentre è minima se lo strumento viene inserito nel circuito di griglia (è il caso del « grid dip », o ondametro-oscillatore ad assorbimento di griglia).

A frequenze dell'ordine di qualche centinaio di MHz gli strumenti di questo tipo vengono modificati per ovviare ad alcuni inconvenienti,

quali la difficoltà di ottenere bassi valori di induttanza e le elevate perdite dei condensatori. Per questo vengono usati i cosiddetti risuonatori a farfalla, in cui induttanza e capacità vengono variate contemporaneamente nello stesso verso, permettendo così tra l'altro una notevole estensione dell'intervallo di frequenze misurabili.

Altri circuiti per la misura di radiofrequenze sono i discriminatori di frequenza (cfr. 6.4.3 e 3.11.2) il cui studio non sembra opportuno impostare in questa sede.

Alla frequenza delle microonde è possibile (e spesso conveniente) misurare la lunghezza d'onda anziché la frequenza. Questo può venire fatto, ad esempio, osservando le onde stazionarie in una linea di trasmissione a fili paralleli (fili di Lecher).

I fili sono tesi da molle e in circuito aperto da ambo i lati. Il sistema è debolmente accoppiato al generatore di frequenza incognita e un ponticello cortocircuitante con strumento a termocoppia può scorrere lungo i fili per indicare la posizione dei massimi di corrente.

Poiché la distanza tra due massimi successivi è eguale a mezza lunghezza d'onda, il metodo di misura non richiede ulteriori spiegazioni. Va notato che la posizione del ponticello lungo una scala graduata deve essere determinabile con precisione (ad esempio per mezzo di un indice a coltello); la lunghezza dei fili deve evidemente essere almeno pari ad una lunghezza d'onda. Altri metodi di misura, come gli ondametri a cavità, anche se molto usati nella pratica, non possono venire trattati in questa sede perché la loro comprensione presuppone una buona conoscenza della teoria delle guide d'onda (cfr. 3.5).

6.2 Misure di tempo

6.2.1 Generalità

La misura continua del tempo viene comunemente effettuata per mezzo di orologi, i quali sono dispositivi essenzialmente meccanici; è tuttavia possibile ottenere orologi di precisione regolandoli su un campione di frequenza (ottenibile ad esempio, come si è detto, da alcune stazioni radiotrasmittenti), comandandone il movimento con un motore azionato da una frequenza sottomultipla della frequenza campione.

Si può dire in generale che, ogni qual volta ciò è possibile, è conveniente riferirsi ad una frequenza campione per le misure del tempo (o di

intervalli di tempo) perché la frequenza è la grandezza fisica misurabile elettronicamente con la precisione più elevata.

Questo non esclude naturalmente che, quando la precisione richiesta è più limitata, sia conveniente usare altri metodi, ricavando cioè il tempo dalla misura di altre grandezze per mezzo di una legge fisica nota.

6.2.2 Metodo voltmetrico

Lo schema di principio di un dispositivo che permette di effettuare misure di tempo per mezzo di un voltmetro è mostrato in figura 6.2.2.1. In esso l'inizio del fenomeno di cui si vuole misurare la durata fa scattare il commutatore nella posizione 2, dopo di che il condensatore C

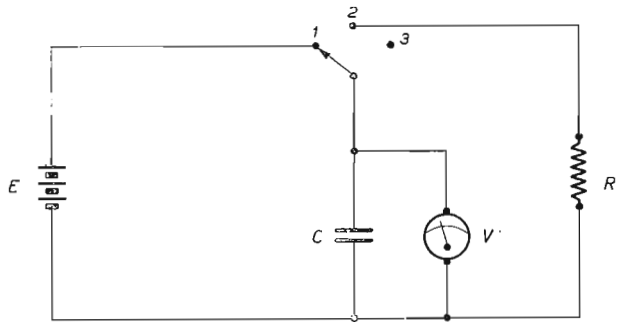


Fig. 6.2.2.1 Schema di principio del metodo voltmetrico di misura del tempo

inizialmente alla tensione E, comincia a scaricarsi con la costante di tempo RC. Quando il commutatore viene fatto scattare nella posizione 3 la scarica si interrompe e dalla tensione residua e_3 ai capi del condensatore si può risalire al tempo T durante il quale è fluita corrente nella resistenza R attraverso la relazione:

$$T = -RC\ln(e_3/E)\,. \qquad (6.2.2.1)$$

Questo tipo di misura non è naturalmente molto preciso; in ogni caso è opportuno, per non perturbare la misura, che il voltmetro abbia una impedenza di ingresso molto elevata.

6.2.3 Metodo oscilloscopico

La misura della durata di un impulso o del tempo che intercorre tra due impulsi successivi può venire effettuata per mezzo dell'oscilloscopio a raggi catodici. Il procedimento da seguire è in linea di principio assai semplice, ma può accadere che le limitate dimensioni dello schermo non

permettano di effettuare la misura di intervalli di tempo lunghi con sufficiente precisione.

Nei casi in cui tale inconveniente si presenta, se esistono valide ragioni per effettuare la misura con l'oscilloscopio (ad esempio la disponibilità di tale strumento in qualunque laboratorio), si può avere un notevole miglioramento assumendo un asse dei tempi di tipo diverso.

L'asse dei tempi convenzionale è infatti posto lungo un diametro del tubo; se viene invece usato un asse dei tempi a spirale, la sua lunghezza può essere assai maggiore. Un asse dei tempi di questo genere può venire ottenuto inviando un'onda sinusoidale di ampiezza linearmente decrescente (modulata in ampiezza da un generatore di impulsi triangolari) alle placchette di deflessione, dopo averla sfasata in maniera opportuna (cfr. 6.1.3). Per evitare le difficoltà associate con la eventuale nonlinearità di questa funzione del tempo, la traccia viene intensificata a intervalli di tempo regolari da brevi impulsi sulla griglia controllo (asse Z) provenienti da un generatore a frequenza calibrata.

In questo modo è possibile misurare agevolmente l'intervallo di tempo tra due eventi, facendo partire l'asse dei tempi in corrispondenza del primo e bloccandolo in corrispondenza del secondo.

Se il fenomeno su cui si effettua la misura non è ricorrente, nasce una difficoltà di lettura associata alla limitata persistenza della traccia sul tubo, per cui è necessario usare dispositivi particolari per rendere la traccia permanente o semipermanente (tubi speciali, fotografie o altro). Inoltre va tenuto presente che usando tale metodo si ottiene una migliore risoluzione temporale, ma non è più possibile avere informazioni sulla forma degli impulsi.

6.2.4 Metodo numerico

Come nel caso delle misure di frequenza, è possibile effettuare misure assai precise di intervalli di tempo anche molto brevi usando un metodo numerico. Lo schema di principio di un tale apparato è mostrato ni figura 6.2.4.1.

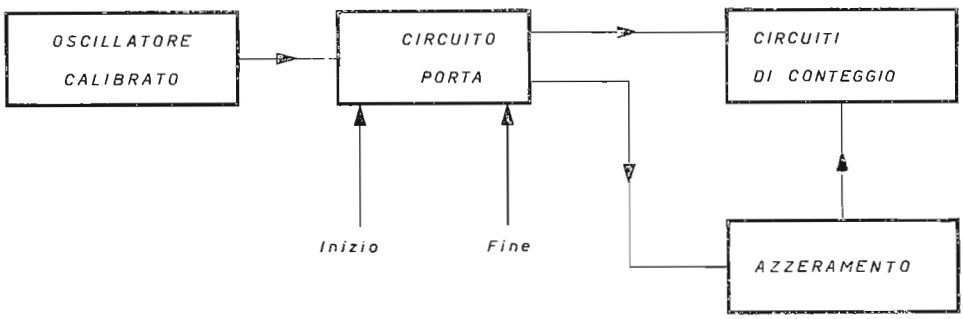


Fig. 6.2.4.1 Schema di principio di un apparato per la misura di intervalli di tempo con metodo numerico.

Per tutto il tempo durante il quale il circuito porta rimane aperto i segnali provenienti dall'oscillatore vengono inviati alla scala; se la frequenza dell'oscillatore (in Hz) è una potenza di 10, il numero che si legge sulla scala quando il circuito porta viene chiuso fornisce direttamente il valore dell'intervallo di tempo misurato.

Poiché esiste una ineliminabile indeterminazione sull'ultima cifra (il numero di oscillazioni che viene contato è infatti sempre un numero intero), è chiaro che la misura è tanto più precisa quanto più elevata è la frequenza dell'oscillatore in relazione al massimo numero leggibile sulla scala. Con strumenti di questo tipo è possibile misurare intervalli di tempo molto brevi (fino a 10^{-8} s). Per misurare intervalli ancora più brevi, a meno di non impiegare tecniche assai elaborate, il metodo oscilloscopico ritorna ad essere il più conveniente.

6.3 Misure di fase

6.3.1 Generalità

La misura della differenza di fase tra due onde sinusoidali della stessa frequenza può venire effettuata in molti modi, a seconda della frequenza dei segnali e della presentazione desiderata per le informazioni (in coordinate polari, in forma numerica, ecc.).

Molte tra le tecniche di misura che possono venire usate non sono immediatamente chiare, ma richiedono, per essere ben comprese, una analisi matematica del fenomeno che esula dai limiti di questo volume.

I metodi di misura che descriveremo sono i più semplici dal punto di vista concettuale e certamente tra i più importanti dal punto di vista applicativo.

6.3.2 Metodo oscilloscopico

Già abbiamo accennato al fatto che col metodo delle figure di Lissajous è possibile misurare anche la fase relativa delle due onde sinusoidali $x = A_0 \sin \omega t$ e $y = A_0 \sin (\omega t + \varphi)$ che vengono inviate all'oscilloscopio.

La figura 6.3.2.1 mostra l'andamento qualitativo delle figure di Lis-

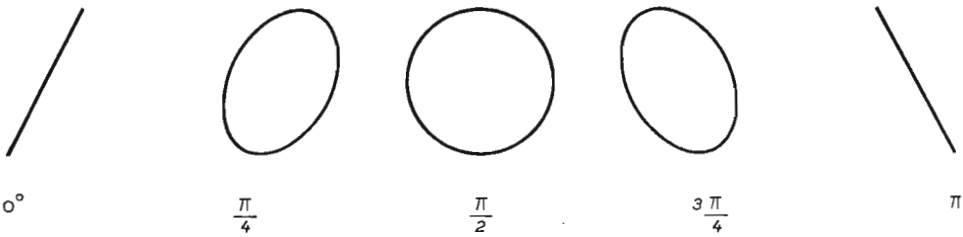


Fig. 6.3.2.1 Andamento delle figure di Lissajous relative a due frequenze uguali in funzione dello sfasamento.

sajous in funzione dello sfasamento nel caso particolare in cui le due frequenze sono uguali (che è poi il caso che si presenta più di frequente): la figura può essere un cerchio, una ellissi o un segmento di retta.

Se si tratta di un cerchio o di un segmento la differenza di fase è subito determinata; se invece si tratta di una ellissi è necessario possedere delle regole per risalire allo sfasamento dai parametri di tale figura.

La figura 6.3.2.2 mostra tre possibili modi di risalire al valore di φ;

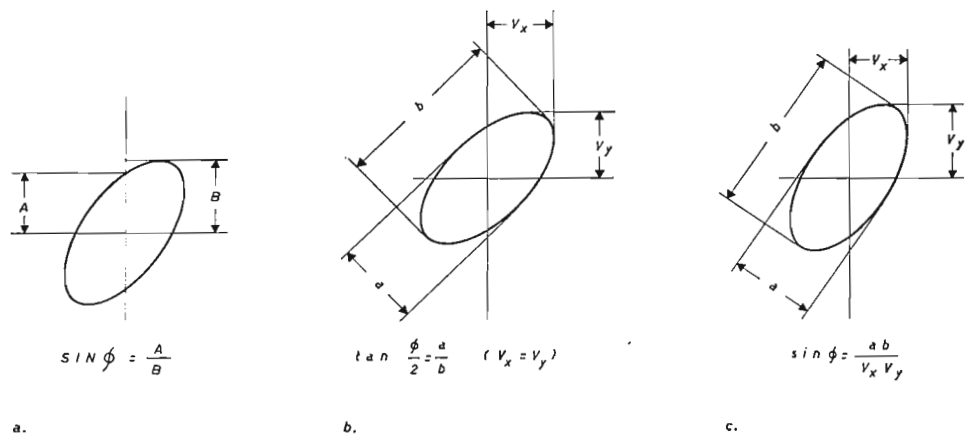


Fig. 6.3.2.2 Tre possibili modi di risalire al valore dello sfasamento.

in ogni caso va tenuto presente che è assai difficile misurare con buona precisione angoli di fase dell'ordine di $\pi/4$.

Naturalmente gli sfasamenti introdotti dagli amplificatori orizzontale e verticale dell'oscilloscopio debbono essere identici, o resi tali per mezzo di un circuito sfasatore esterno. Se lo sfasamento introdotto da quest'ultimo circuito è variabile in modo noto, è possibile anche eseguire la ricerca dello sfasamento con un metodo di zero.

Esistono anche altri metodi di misura oscilloscopica delle differenze

di fase, impiegati ad esempio nel controllo dei segnali per la televisione a colori, su cui non ci soffermeremo.

6.3.3 Metodo delle onde quadre

Il principio su cui si fonda questo metodo di misura è mostrato nella figura 6.3.3.1. Le due onde sinusoidali della stessa frequenza di cui si vuole misurare la differenza di fase vengono squadrate e sommate: è

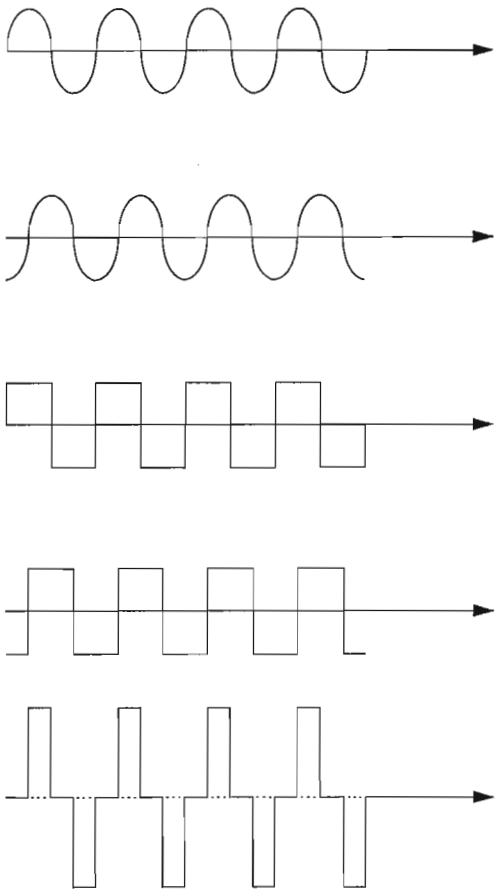


Fig. 6.3.3.1 Metodo delle onde quadre per la misura dello sfasamento.

chiaro che la larghezza dei segnali rettangolari risultanti è direttamente proporzionale allo sfasamento e quindi, se essi vengono raddrizzati, il valore medio letto su di un voltmetro è proporzionale alla fase cercata secondo il grafico di figura 6.3.3.2.

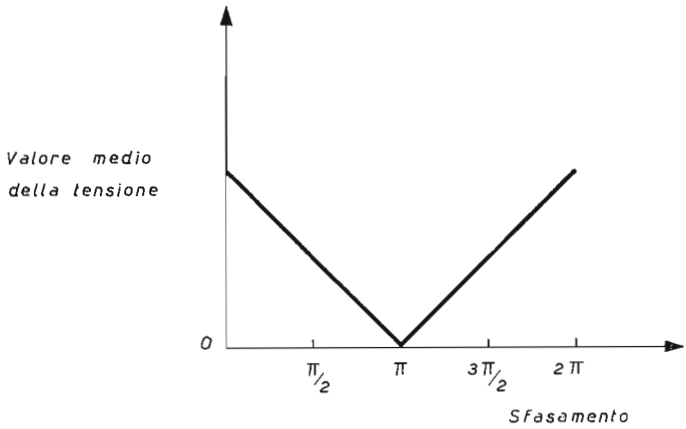


Fig. 6.3.3.2 Relazione tra il valore medio della tensione letta sul voltmetro di figura 6.3.3.1 e la fase cercata.

6.3.4 Metodo numerico

Lo schema di principio di tale apparato è mostrato in figura 6.3.4.1.

Il circuito porta è costruito in maniera da poter venire aperto dai segnali positivi provenienti dal canale 1 e chiuso dai segnali provenienti

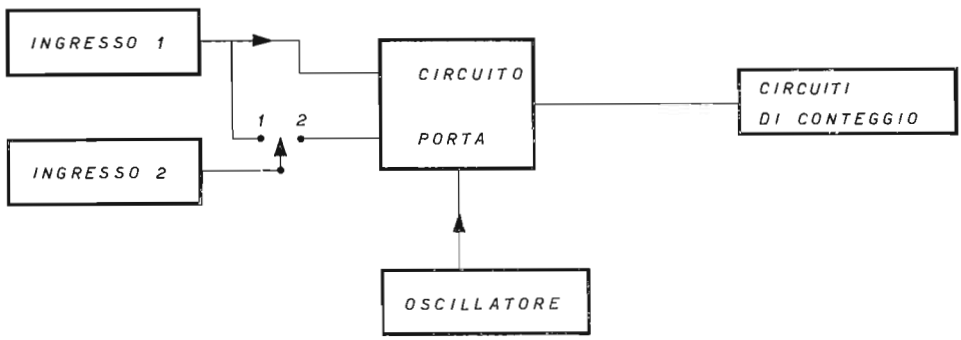


Fig. 6.3.4.1 Schema di principio di un apparato per la misura di sfasamenti con metodo numerico.

dal canale 2. Connettendo tutte e due le entrate del circuito porta al canale superiore (commutatore nella posizione 1) si ottiene una lettura corrispondente ad uno sfasamento di 2π; tarato in questo modo il dispositivo, la misura si effettua col commutatore nella posizione 2, contando il numero di cicli dell'oscillatore che giungono al contatore mentre il circuito porta rimane aperto.

6.3.5 Altri metodi di misura

Si può dire in generale che la misura dello sfasamento diviene sempre più difficile quanto più la frequenza è elevata. Questo fatto è particolarmente evidente pensando ai metodi (cfr. ad es. 6.3.4) in cui la misura dello sfasamento si riconduce sostanzialmente ad una misura di tempo; infatti, ad esempio, già ad una frequenza di 5 MHz, uno sfasamento di un grado equivale ad un intervallo di tempo di soli 0,56 ns. Per questo a frequenze elevate la misura di sfasamento viene eseguita prevalentemente o per mezzo di metodi che evitano la misura di intervalli di tempo brevi (ad es. i discriminatori di fase, cfr. **3**.11), o con la tecnica delle microonde (metodi di zero, ecc.), o infine, nel caso di misure oscilloscopiche, per mezzo di oscilloscopi campionatori.

6.4 Misure di profondità di modulazione

6.4.1 Modulazione di ampiezza

La misura di profondità di modulazione può venire effettuata nella maniera più semplice per mezzo di un oscilloscopio, inviando l'onda modulata al canale verticale, mentre la deflessione orizzontale è data dall'asse dei tempi interno. In tal modo, poiché sullo schermo l'onda modulata appare come in figura 6.4.1.1 *a*, il valore del coefficiente di modulazione m si ottiene applicando semplicemente la definizione

$$m = \frac{A - B}{A + B}. \qquad \text{(cfr. 3.10.1.1)}$$

Se al canale orizzontale viene inviato il segnale modulante $x = V \sin 2\pi\nu_m t$ si vede facilmente che l'inviluppo $y = V\ (1 + m \sin 2\pi\nu_m t)$ descrive in funzione di x un segmento di retta, per cui l'immagine risultante sullo schermo è del tipo mostrato in figura 6.4.1.1 *b*, dalla quale è assai facile ricavare il valore di m.

Se l'inviluppo è del tipo mostrato in figura 6.4.1.1 *c* la profondità di modulazione è del 100 %; se l'inviluppo è del tipo mostrato in figura 6.4.1.1 *d* la profondità di modulazione è superiore al 100 %.

Può accadere che l'immagine sullo schermo sia del tipo mostrato in figura 6.4.1.1 *e*: ciò significa in generale che è presente una distorsione di

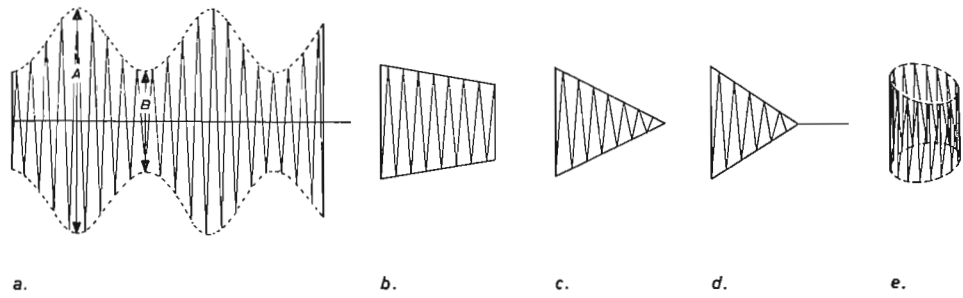


Fig. 6.4.1.1 Onde modulate in ampiezza (vedi testo).

fase causata dai circuiti di accoppiamento, la quale, se necessario, può venire compensata introducendo un circuito a sfasamento variabile. Se la frequenza della portante è molto elevata può essere conveniente inviare il segnale direttamente alle placchette di deflessione verticale, evitando così gli sfasamenti propri dell'amplificatore; questo richiede naturalmente che l'ampiezza del segnale sia sufficiente a produrre una deflessione apprezzabile.

Per evitare le difficoltà connesse col fatto di utilizzare un segnale il quale, per la presenza della portante, risulta a frequenza piuttosto elevata, la misura di profondità di modulazione viene spesso effettuata dopo la demodulazione, esaminando cioè semplicemente l'inviluppo del segnale modulato, la cui espressione, come si è visto, è $e(t) = V(1 + m \sin 2\pi\nu_m t)$. Il valore medio di $e(t)$ vale $e_m = V$, mentre il valore efficace (esclusa la componente continua) vale $e_{eff} = 0{,}707\ V$. Dal rapporto tra questi due valori, letti rispettivamente su di un voltmetro per tensione continua e su di un voltmetro per tensione alternata accoppiato per mezzo di un condensatore, si risale al valore di m. Lo schema di principio di un circuito in grado di effettuare questa operazione è mostrato in figura 6.4.1.2; all'ingresso di tale circuito si suppone presente il segnale già demodulato.

Nel caso in cui il segnale modulante non sia un'onda sinusoidale pura, ma sia soggetta a variazioni di tipo non periodico (ad esempio la voce), non ha più significato parlare di profondità di modulazione, ma uno strumento del tipo descritto può ancora venire impiegato per conoscere il valore efficace. Con altri tipi di strumenti è possibile avere una misura

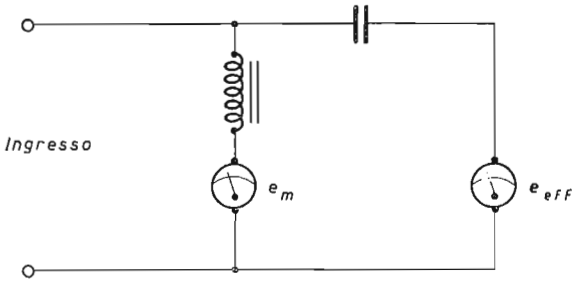


Fig. 6.4.1.2 Schema di principio di un circuito per la misura della profondità di modulazione.

della tensione di picco, anziché del valore quadratico medio, del segnale modulante, il che presenta interesse nel caso di segnali non periodici quando non si voglia superare un certo rapporto tra l'ampiezza del segnale modulante e quella dell'onda modulata.

6.4.2 Modulazione di frequenza

Lo schema a blocchi di un apparato che permette di misurare la profondità di modulazione nel caso di un segnale modulato da un'onda puramente sinusoidale è mostrato in figura 6.4.2.1.

Poiché il valore di picco del segnale sinusoidale in uscita al discriminatore (cfr. 3.11.2, dove vengono descritti anche altri circuiti dello

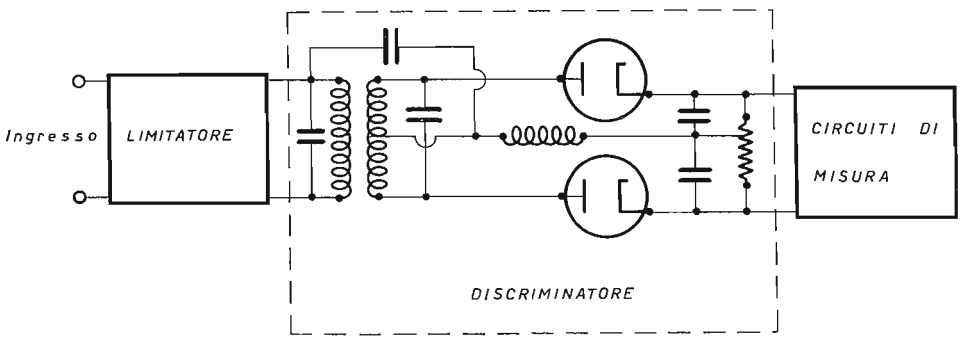


Fig. 6.4.2.1 Schema a blocchi di un apparato per la misura della profondità di modulazione di un'onda modulata in frequenza.

stesso tipo) è legato al massimo spostamento di frequenza $\Delta\nu$ e la sua frequenza è quella dell'onda modulante, è assai facile risalire ad $m = \dfrac{\Delta\nu}{\nu_m}$.

Per conoscere il valore di picco del segnale sinusoidale di uscita può venire usato tanto uno strumento a valore di picco quanto uno strumento a valore efficace.

La funzione del limitatore è assai importante in questo tipo di misura se si vuole che l'ampiezza del segnale di uscita dipenda unicamente da $\Delta\nu$.

La calibrazione di questo strumento può venire effettuata sfruttando il fatto che, in corrispondenza dei valori della profondità di modulazione indicati nella tabella 6.4.2.1 riesce $J_0(m) = 0$, cioè l'ampiezza della componente corrisponde alla portante si annulla (vedi 3.11). Questo fatto può essere rilevato provocando un battimento tra l'onda modulata e il segnale proveniente da un oscillatore a frequenza variabile, in modo da ottenere all'uscita, in corrispondenza della frequenza della portante, un segnale udibile di frequenza fissa, il quale viene filtrato e inviato, ad esempio, ad una cuffia telefonica.

A questo punto, variando l'ampiezza del segnale modulante [(e quindi f_{max})] oppure la sua frequenza [(f_a)], si ricerca la condizione di zero; si ottiene così un ben preciso valore di m, la cui conoscenza permette di tarare con questo metodo gli strumenti di misura.

Tabella 6.4.2.1 *Valori dell'indice di modulazione m per cui la funzione di Bessel di ordine zero* $J_0(m) = 0$.

2,405	5,520	8,654	11,792	14,931
18,071	21,212	24,353	27,494	30,637

6.5 Analisi armonica

6.5.1 Generalità

L'analisi di forme d'onda ricorrenti può venire effettuata nel modo più semplice, come si è visto, per mezzo di un oscilloscopio a raggi catodici, ma spesso è opportuno l'uso di strumenti speciali per ottenere informazioni quantitativamente più precise.

È noto che un qualunque segnale periodico può venire considerato come la sovrapposizione di un numero finito o infinito di componenti sinusoidali (cfr. **3.3**): per valutare il grado di distorsione presente in un segnale sinusoidale sarà quindi importante conoscere l'ampiezza delle eventuali componenti di frequenza diversa dalla fondamentale presenti nel segnale.

In questo modo è possibile effettuare anche l'esame di un'onda modulata, ad esempio, in ampiezza da un segnale sinusoidale: poiché infatti l'onda modulata da un segnale puro può venire considerata come la sovrapposizione di diverse frequenze (cfr. **3.10.1**), la presenza di componenti di frequenza diversa dalle precedenti permette di misurare il grado di distorsione presente.

Questo è chiaramente molto di più dal punto di vista quantitativo di ciò che è possibile ottenere dall'esame oscilloscopico della forma d'onda.

6.5.2 Strumenti di misura

Gli strumenti che permettono di effettuare una analisi spettrale di segnali ricorrenti sono sostanzialmente di due tipi: gli analizzatori d'onda e i misuratori di distorsione.

Gli analizzatori d'onda contengono un voltmetro ad alta selettività e un oscillatore a frequenza variabile. Il segnale risultante dal battimento tra l'uscita dell'oscillatore e il segnale di ingresso viene inviato al voltmetro il quale, al variare della frequenza dell'oscillatore, indica successivamente le ampiezze delle componenti in frequenza del segnale di ingresso; in tal modo uno spettro viene costruito per punti.

I misuratori di distorsione invece contengono un filtro che permette di escludere la frequenza fondamentale: ciò che si legge sul voltmetro è allora il valore efficace complessivo delle altre componenti e quindi una misura globale della distorsione.

I misuratori di distorsione sono quindi di più rapido impiego e preferibili quando si desidera una informazione di tipo prevalentemente qualitativo; i misuratori di forma d'onda sono invece di impiego più laborioso ma hanno una gamma assai vasta di applicazioni.

6.5.3 Misure sugli amplificatori

Gli amplificatori sono tra i circuiti elettronici più importanti, ed è per questo che i metodi di rilevazione delle loro caratteristiche rivestono particolare interesse.

Consideriamo dapprima gli amplificatori di tensione a larga banda, i quali vengono usati per amplificare il segnale di ingresso senza effettuare una discriminazione in favore di una ristretta banda di frequenze: appartengono a questa categoria gli amplificatori impiegati nei dispositivi ad audiofrequenza, i cosiddetti amplificatori « video » (i quali, quando vengono impiegati in circuiti televisivi, debbono amplificare uniformemente segnali con frequenza variabile tra circa zero e alcuni MHz) e gli amplificatori verticali degli oscilloscopi.

L'osservazione comparativa del segnale di uscita e di quello di entrata effettuata per mezzo di un oscilloscopio permette di ricavare il modulo della amplificazione e, se il segnale di ingresso è fornito da un oscillatore a frequenza variabile, permette anche di determinare la larghezza di banda dell'amplificatore sulla base della variazione dell'ampiezza del segnale di uscita. È importante tenere presente che, nel caso in cui il circuito in esame sia un amplificatore di potenza per audiofrequenza, esso deve venire chiuso su un carico uguale a quello per cui è stato progettato.

Le misure di distorsione sugli amplificatori possono venire effettuate per mezzo dei dispositivi descritti nel paragrafo precedente: è infatti sufficiente effettuare una misura sul segnale di uscita per mezzo di un ana-

lizzatore d'onda o di un misuratore di distorsione inviando all'ingresso un segnale puramente sinusoidale.

Un altro metodo per valutare il grado di distorsione è quello cosiddetto della intermodulazione. Esso consiste nell'inviare all'ingresso due onde sinusoidali di frequenza diversa (ad esempio $f_a < f_b$) e di eguale ampiezza. In assenza di distorsione si ritrovano all'uscita soltanto le stesse frequenze; in presenza di una distorsione di tipo quadratico si ha una componente con frequenza $f_b - f_a$ (oltre a quelle con frequenza $2f_b$, $2f_a$, $f_b + f_a$), in presenza di una distorsione di tipo cubico si hanno tra l'altro componenti con frequenza $2f_b - f_a$, $2f_a - f_b$, e così via per distorsioni di ordine superiore.

Se A e B sono le ampiezze dei segnali di ingresso e a è l'ampiezza della componente in uscita con frequenza $f_b - f_a$, la distorsione (quadratica) di intermodulazione è per definizione $a/(A + B)$. Analogamente si definiscono le distorsioni di ordine superiore.

Usando questo metodo è opportuno far sì che la frequenza $f_b - f_a$ si trovi al di sopra della frequenza di taglio inferiore dell'amplificatore in esame.

Le precedenti considerazioni valgono non soltanto per gli amplificatori, ma anche per gli attenuatori e, più in generale, per qualunque circuito in cui la forma del segnale di uscita debba riprodurre fedelmente quella del segnale di ingresso.

Con questo tipo di misure, naturalmente, non è possibile determinare la distorsione di fase, la quale, se dipende dalla frequenza, è particolarmente importante nella amplificazione di transienti non puramente sinusoidali (ad esempio impulsi rettangolari). Per quest'ultima applicazione è più conveniente determinare direttamente sullo schermo di un oscilloscopio la risposta del circuito a segnali del tipo di quelli per cui il circuito viene costruito, tenendo però presente che in questo modo si sovrappongono gli effetti della variazione del modulo della amplificazione in funzione della frequenza e dello sfasamento in funzione della frequenza.

Per trovare la risposta in frequenza di un circuito accordato (ad esempio un amplificatore sintonizzato) evitando il procedimento di costruirla punto per punto si fa spesso uso di generatori di segnali la cui frequenza varia automaticamente in maniera lineare tra un valore massimo e un valore minimo (generatori di « sweep », cfr. cap. 7). Questo metodo presenta tra l'altro il vantaggio di permettere l'osservazione visuale della curva di risposta sullo schermo di un oscilloscopio.

Quando si usa un generatore di questo tipo è necessario avere un mezzo per identificare esattamente alcuni valori di frequenza per dare alla curva un valore quantitativo. Questo viene fatto per mezzo di un generatore (« marker ») in grado di fornire un segnale ad una frequenza esattamente calibrata e variabile a piacere; tale segnale viene poi sovrapposto a quello proveniente dal generatore di « sweep » e, quando le due frequenze coincidono, si ha un battimento visibile sullo schermo come un trattino verticale. Spostando questa marca di riferimento è possibile tarare con precisione l'asse orizzontale e risalire, ad esempio, alla larghezza di banda del circuito in esame.

6.6 Descrizione di alcuni strumenti di misura

Come si è visto, molti dei procedimenti di misura illustrati prevedono l'uso dell'oscilloscopio, il quale è già stato descritto nel capitolo 3. Ci limiteremo quindi ad una breve descrizione di alcuni degli strumenti che più specificamente riguardano questo capitolo.

a) Frequenzimetro elettronico HP-500B (figura 6.6.1).

Questo frequenzimetro, il cui schema di principio non differisce da quello di figura 6.1.5.1, permette di misurare frequenze fino a 100 Kc/sec.

Fig. 6.6.1 Frequenzimetro elettronico Hewlett-Packard 500 B.

Esso è particolarmente utile, dato l'intervallo di frequenze misurabile, per applicazioni industriali, quale ad esempio la misura di frequenze di rotazioni di parti di macchine utensili; a questo scopo, in connessione con tale strumento vengono generalmente usati dispositivi fotosensibili (ad esempio fototubi): sul pannello anteriore del frequenzimetro è infatti presente un connettore di alimentazione per un eventuale fototubo.

b) Misuratore numerico di frequenze HP-5245L (figura 6.6.2).

Questo strumento funziona secondo lo schema di principio di fi-

gura 6.1.6.1 e permette la misura diretta di frequenze comprese tra zero e 50 Mc/sec.

Con l'uso dei cassetti 5251A e 5253B (figura 6.6.3) è possibile, col metodo dei battimenti descritto nel paragrafo 6.1.6, arrivare a frequenze dell'ordine rispettivamente di 100 e 500 Mc/sec.

La frequenza di battimento (« mixing frequency ») è ottenuta molti-

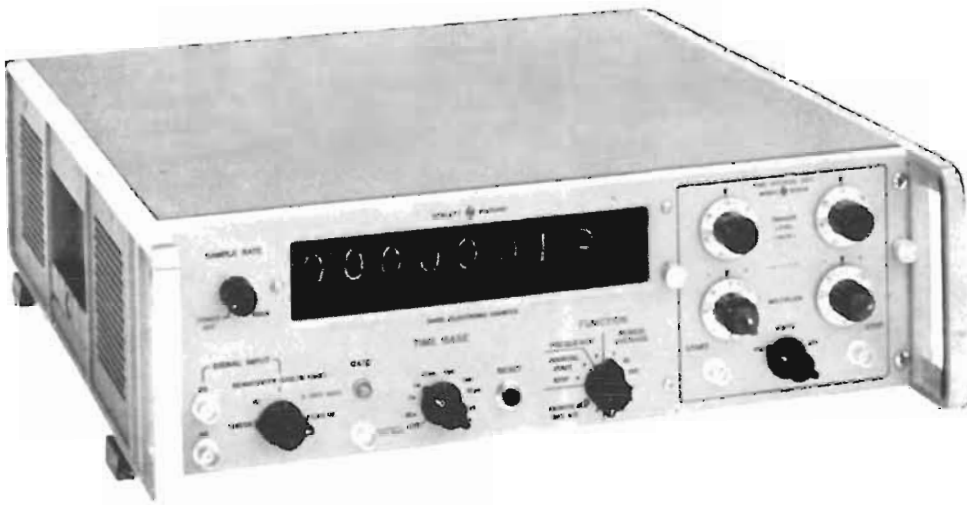


Fig. 6.6.2 Misuratore numerico di frequenza Hewlett-Packard 5245 L.

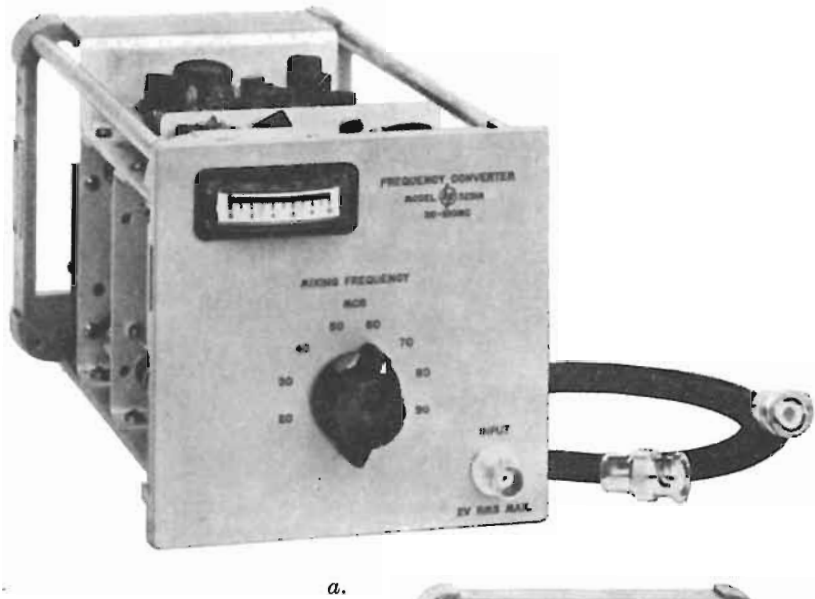
plicando la frequenza di un oscillatore a 1 Mc/sec interno allo strumento (lo stesso che controlla la base dei tempi).

Mediante il cassetto 5262A (figura 6.6.3) è possibile trasformare lo strumento in un misuratore di intervalli di tempo, secondo lo schema di figura 6.2.4.1.

All'ingresso « start » viene inviato il segnale di inizio dell'intervallo di tempo da misurare, mentre all'ingresso « stop » viene inviato il segnale di fine. I comandi « triggering level » e « slope » ($+$ o $-$) posti al di sopra di ciascuno degli ingressi permettono di scegliere sulla forma del segnale di ingresso il punto significativo per la partenza; è chiaro infatti che un segnale di ingresso, senza questa tecnica, darebbe luogo a notevoli indeterminazioni temporali.

Ponendo la manopola inferiore su « common » è possibile effettuare misure di periodo, perché sono due punti sulla stessa forma d'onda a far partire l'inizio e la fine dell'intervallo di tempo da misurare.

Con questo strumento è possibile misurare intervalli di tempo compresi tra 1 μsec e 10^8 sec.



a.

b.

Fig. 6.6.3 Cassetti (plug-in) relativi allo strumento di figura 6.6.2.

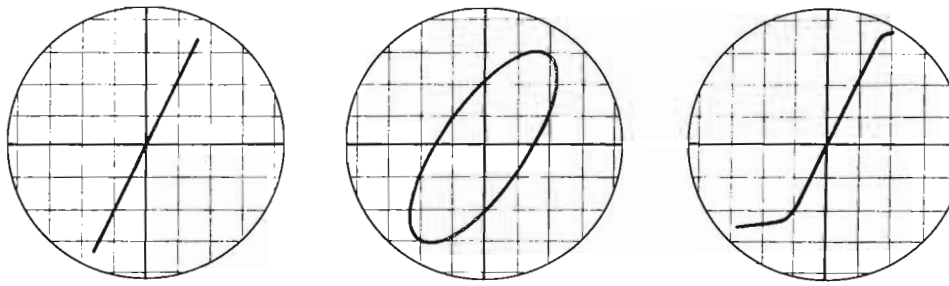
c.

6.7 Esercizi

1. *Descrivere come, inviando segnali quadrati all'ingresso di un amplificatore, si può ottenere una indicazione:*
a) *di una eventuale risposta difettosa alle basse frequenze;*
b) *di una eventuale risposta difettosa alle alte frequenze.*

2. *Può accadere che un amplificatore il quale distorce un'onda quadrata con frequenza di ripetizione di* 50 KHz *amplifichi linearmente un'onda sinusoidale della stessa frequenza; spiegarne la ragione.*

3. *Alle placchette orizzontali di un oscilloscopio viene inviato il segnale di uscita di un amplificatore mentre alle placchette verticali giunge il segnale sinusoidale di ingresso. Interpretare le figure risultanti nei tre casi particolari mostrati in* figura 6.7.1.



a. *b.* *c.*

Fig. 6.7.1.

4. *Indicare dettagliatamente gli strumenti (scelti tra quelli illustrati finora) e la disposizione sperimentale per misurare, col metodo delle figure di Lissajous, la frequenza di un segnale sinusoidale di valore efficace* 0,5 V *sapendo che tale frequenza è dell'ordine di* 5 KHz. *Eseguire la misura e confrontare il risultato con quello ottenuto da una osservazione oscilloscopica del segnale.*

5. *Avendo a disposizione un oscillatore la cui frequenza può venire variata tra* 0 *e* 20 KHz, *come si può procedere per misurare una frequenza dell'ordine di* 100 MHz? *Descrivere dettagliatamente il procedimento, specificando gli strumenti di misura. Eseguire la misura.*

6. *Descrivere un procedimento di misura del ritardo temporale (cfr.* **1**.3.3*) introdotto da un tratto di cavo coassiale di lunghezza l. Se l =* 1 metro *e il cavo ha un ritardo per metro di circa* 5 ns, *indicare gli strumenti necessari alla misura, scegliendoli tra quelli finora descritti, e descrivere dettagliatamente il procedimento di misura.*

Nel caso in cui si ritenga di poter procedere in più modi diversi, descrivere i vari procedimenti e confrontarli tra di loro.
Indicare anche come può venire eseguita una misura dell'attenuazione introdotta dal cavo in esame.
Se il cavo è pilotato da un generatore la cui impedenza di uscita è uguale alla impedenza caratteristica del cavo stesso, descrivere un metodo per esaminare l'effetto di una terminazione non corretta del cavo sulla forma dell'impulso di uscita. Confrontare i risultati con quelli teorici (cfr. **1**.3.5).

7

Generatori di segnali

7.1 Generatori di segnali sinusoidali

7.1.1 Generalità

In molti degli strumenti che abbiamo esaminato nei precedenti capitoli è contenuto un generatore di onde sinusoidali: basta pensare ad esempio ai ponti per misure di capacità e induttanze, in cui è generalmente contenuto un oscillatore da 1 KHz, o ai Q-metri, che contengono un oscillatore a frequenza variabile. Esiste inoltre tutta una serie di misure (risposta in frequenza, taratura di radioricevitori, ecc.) che richiedono l'uso di generatori di segnali sinusoidali, i quali vengono quindi costruiti anche sotto forma di strumenti autonomi.

I generatori di onde sinusoidali possono venire classificati in base alla frequenza (o alla banda di frequenze, nel caso di oscillatori a frequenza variabile) che sono in grado di fornire: si parla quindi di oscillatori ad audiofrequenza, radiofrequenza, ecc. secondo la terminologia indicata in 3.4.3.3 (Convenzione di Atlantic City).

7.1.2 Caratteristiche principali

I generatori di segnali sinusoidali a frequenza fissa nella banda delle audiofrequenze sono generalmente costituiti da oscillatori LC (cfr. 3.9.2), in cui un compensatore in parallelo al secondario del trasformatore permette di aggiustare la frequenza al valore desiderato o di farla variare

entro un ristretto intervallo, mentre l'ampiezza del segnale di uscita può venire variata per mezzo di un partitore. I generatori di segnali sinusoidali a frequenza variabile (sempre nella banda delle audiofrequenze) vengono invece generalmente ottenuti per mezzo di oscillatori a spostamento di fase (cfr. 3.9.4), mentre i generatori a radiofrequenza contengono oscillatori ad accoppiamento elettronico (cfr. 3.9.2.3) o di altro tipo (ad es. Hartley o Colpitts, cfr. 3.9.2.3).

Molto spesso i generatori di segnali nella banda delle frequenze di trasmissione (da 30 KHz a 30 MHz) hanno incorporata la possibilità di una modulazione (di ampiezza o di frequenza, a seconda dei casi) per mezzo di un segnale ad audiofrequenza (generalmente 400 Hz).

In alcuni casi è opportuno disporre di un generatore modulato in frequenza tale che la sua frequenza possa variare con legge lineare su una escursione considerevole: questo tipo di strumento si chiama generatore a spazzolamento (« sweep-frequency generator ») e trova impiego, come si è accennato nel capitolo precedente, nel tracciamento automatico (oscilloscopico o grafico) di curve, quale ad esempio la curva di risposta in frequenza di un amplificatore.

La lettura accurata in frequenza di una curva di questo tipo viene eseguita per mezzo di un segnale (marker) di frequenza ben definita (leggibile su una scala finemente graduata) che viene fornito dallo strumento stesso e può venire spostato lungo tutta la traccia (figura 7.1.2.1).

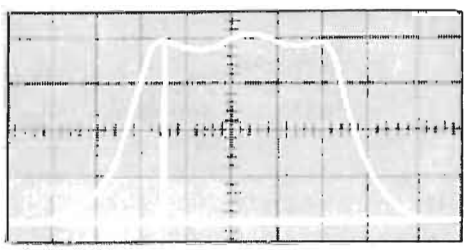


Fig. 7.1.2.1 Esempio di curva di risposta in frequenza tracciata per mezzo di un generatore a spazzolamento. È visibile anche il marker.

Lo schema a blocchi di un generatore a spazzolamento è mostrato in figura 7.1.2.2.

I generatori di segnali sinusoidali reperibili in commercio coprono tutta la gamma di frequenze che va da pochi Hz alle microonde; va in ogni caso tenuto presente che, mentre la costruzione di generatori a frequenza variabile entro una larga banda non presenta eccessive difficoltà, è assai difficile evitare che l'ampiezza dei segnali di uscita dipenda dalla frequenza. A questo scopo vengono spesso usati dei circuiti di controllo automatico che impiegano una reazione negativa tra l'uscita e l'oscillatore.

Gli strumenti in cui anche l'ampiezza oltre che la frequenza dei segnali di uscita è accuratamente calibrata prendono il nome di generatori di segnali campione; l'ampiezza dei segnali di uscita di questi strumenti può variare in genere tra una frazione di μV e qualche Volt. Essi trovano

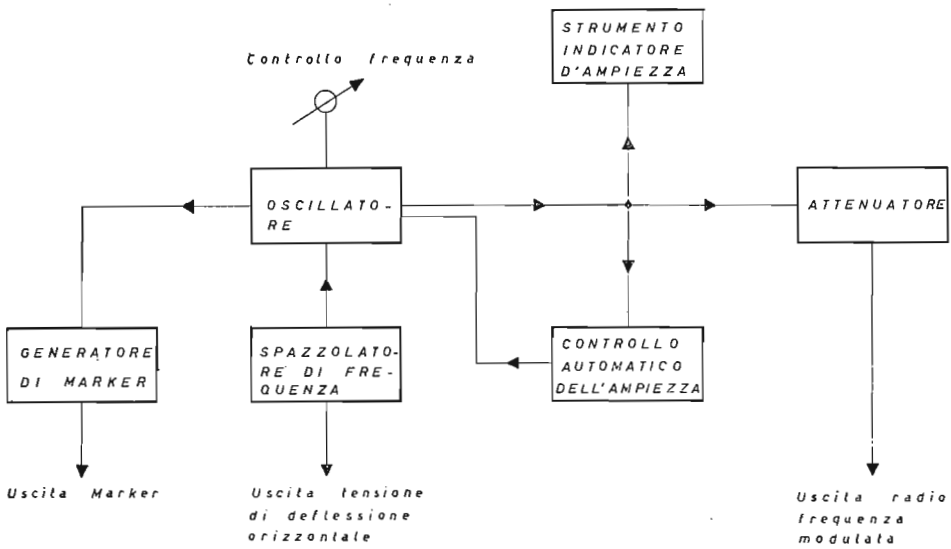


Fig. 7.1.2.2 Schema a blocchi di un generatore a spazzolamento.

impiego nella taratura dei radioricevitori e in generale nella misura di guadagno, larghezza di banda, rapporto segnale-rumore e altre grandezze caratteristiche dei circuiti.

7.2 Generatori di impulsi

7.2.1 Generalità

I generatori di impulsi sono strumenti di grandissima importanza in un laboratorio di elettronica, poiché essi, insieme con gli oscilloscopi, vengono impiegati praticamente ogni volta che un circuito (o una serie di circuiti) deve essere messo a punto.

Un circuito elettronico infatti viene sempre progettato tenendo conto del tipo di segnali con cui dovrà lavorare: nel caso ad esempio dei circuiti per la fisica nucleare si tratta generalmente di impulsi provenienti da rivelatori di particelle mentre nel caso di circuiti per calcolatori elettronici numerici o per radar si tratta di impulsi di caratteristiche ben

precise provenienti da altri circuiti elettronici. È quindi assai importante poter disporre di una sorgente di segnali che simuli con buona approssimazione le condizioni in cui tali dispositivi dovranno lavorare; gli impulsi di tipo rettangolare si prestano particolarmente bene a questo scopo.

7.2.2 Principi di funzionamento

La maggior parte dei generatori di impulsi è riconducibile ad uno schema a blocchi del tipo di quello mostrato in figura 7.2.2.1; naturalmente le caratteristiche dei circuiti che costituiscono praticamente i diversi blocchi possono variare in maniera considerevole.

La frequenza di ripetizione dei segnali è generalmente controllata da un circuito astabile a frequenza variabile, che può essere un oscillatore, un oscillatore autobloccante (cfr. 2.5.7.3) o un multivibratore astabile

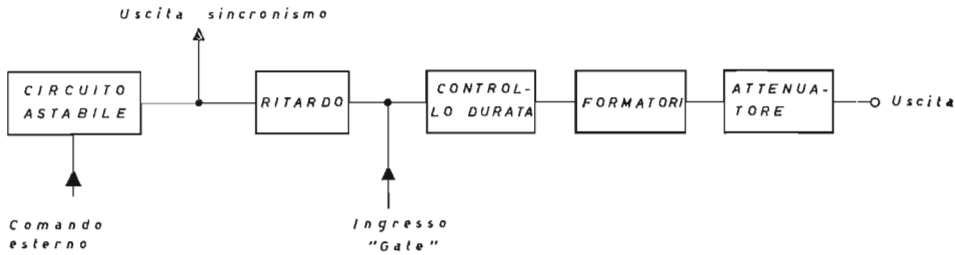


Fig. 7.2.2.1 Schema a blocchi di un generatore di impulsi.

(cfr. 2.5.7.2). È spesso possibile anche controllare dall'esterno la frequenza di ripetizione, aumentando così la flessibilità dello strumento: in questo caso i segnali provenienti dall'esterno vengono generalmente inviati in un circuito monostabile il quale scatta quando l'ampiezza di tali segnali è superiore al valore di soglia.

A questo punto è necessario estrarre un segnale di sincronismo, il quale è particolarmente utile quando il generatore di impulsi viene impiegato insieme con un oscilloscopio (cfr. cap. 3). Tra questo segnale e l'impulso di uscita vero e proprio deve intercorrere un certo tempo (ri-

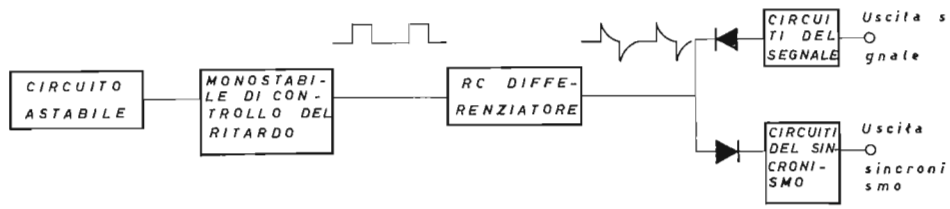


Fig. 7.2.2.2 Metodo di principio per ottenere il ritardo tra sincronismo e impulso per mezzo di un multivibratore monostabile.

tardo) il quale può essere variabile oppure fisso. Quando è fisso esso ha generalmente un valore compreso tra 100 e 200 ns, sufficiente a sincronizzare gli oscilloscopi più veloci. Il ritardo fisso viene normalmente ottenuto per mezzo di una linea di ritardo (a costanti distribuite o a costanti concentrate, cfr. 1.3), mentre il ritardo variabile può venire ottenuto per mezzo di un multivibratore monostabile secondo lo schema di principio mostrato in figura 7.2.2.2, in cui il ritardo coincide con la durata dell'impulso di uscita del multivibratore, la quale può venire variata entro ampi limiti.

Il ritardo variabile non viene generalmente impiegato nei generatori di impulsi rapidi (tempo di salita < 5 ns) perché l'inevitabile incertezza nello scatto del multivibratore si traduce in una indeterminazione sul ritardo la quale non è più trascurabile quando si lavora a tempi di questo ordine di grandezza.

Il circuito di controllo della durata dell'impulso di uscita è molto spesso un multivibratore monostabile. Quando però si desidera disporre di impulsi con un tempo di salita inferiore al ns vengono usati generatori a relais con contatti di mercurio (cfr. 2.5.4.4) o a diodi tunnel (cfr. 1.5.3.2) in cui la durata del segnale è determinata dalla lunghezza del cavo di formazione.

I circuiti di uscita contengono degli amplificatori per innalzare il livello di potenza del segnale; molto spesso tali amplificatori sono di tipo non lineare (cfr. 3.8); essi presentano il vantaggio di formare oltre che amplificare il segnale, rendendo assai breve il suo tempo di salita.

La variazione dell'ampiezza dell'impulso di uscita viene generalmente effettuata con un attenuatore variabile e non, come si potrebbe pensare, con un amplificatore a guadagno variabile, per evidenti ragioni di semplicità, stabilità e precisione.

7.2.3 Parametri caratteristici

Dalle precedenti considerazioni è possibile trarre una prima indicazione sui parametri che consentono una scelta del generatore di impulsi da usare in una particolare applicazione; desideriamo comunque elencarli in dettaglio a causa della loro grande importanza pratica.

a) Frequenza di ripetizione.

Nei generatori il cui schema a blocchi si può ricondurre a quello mostrato in figura 7.2.2.1 la frequenza di ripetizione è generalmente variabile con continuità entro un intervallo assai esteso; va però tenuto presente che la possibilità di elevare la frequenza di ripetizione al di sopra, ad esempio, di 10^7 impulsi/sec non dipende soltanto da un miglioramento del primo circuito in figura 7.2.2.1, ma presuppone che gli impulsi di uscita possano raggiungere tempi di salita e durate sufficientemente brevi. Per questa ragione una elevata frequenza di ripetizione è fornita soltanto dai generatori di impulsi molto rapidi, con l'eccezione di quelli a relais

con contatti di mercurio i quali, per la notevole inerzia delle parti meccaniche, non possono fornire più di qualche centinaio di impulsi al secondo.

b) Tempo di salita.

Come si è detto, i tempi di salita più rapidi si ottengono con relais a mercurio o diodi tunnel, benché anche con generatori di altro tipo si possa scendere al di sotto del ns. In alcuni generatori esiste la possibilità di variare il tempo di salita facendo passare l'impulso in un opportuno circuito integratore; ciò aumenta la flessibilità d'impiego dello strumento.

c) Ampiezza massima.

Generalmente un generatore di impulsi è costruito per pilotare un cavo di impedenza caratteristica determinata (cfr. 1.3); per questo il valore dell'ampiezza massima dei segnali di uscita viene spesso fornito citando anche il valore dell'impedenza caratteristica prevista (ad es.: « 20 V su 50 ohm »). In tal modo è possibile anche risalire al valore della corrente massima che il generatore può fornire a un carico pari all'impedenza caratteristica del cavo coassiale.

Un generatore di impulsi va sempre chiuso sull'impedenza raccomandata dal costruttore per evitare distorsioni nel segnale di uscita. Può accadere però che sia necessario connettere al generatore una impedenza diversa da quella per cui esso è stato costruito, nel qual caso è importante conoscere l'ordine di grandezza dell'impedenza di uscita.

Rifacendoci all'esempio precedente, l'espressione « 20 V su 50 ohm » non è sufficiente a dire se siamo in presenza di un generatore di tensione o di corrente, cioè se, ad esempio, l'uscita viene prelevata sull'emettitore di un transistore con collettore comune oppure sulla placca di un tubo.

Nel primo caso la tensione massima resterebbe costante, indipendentemente da variazioni non eccessivamente grandi dell'impedenza di carico, mentre nel secondo caso sarebbe la corrente massima a restare costante.

d) Durata.

Con l'unica eccezione dei generatori a linea di trasmissione, la durata è generalmente variabile in un esteso intervallo di valori; in ogni caso

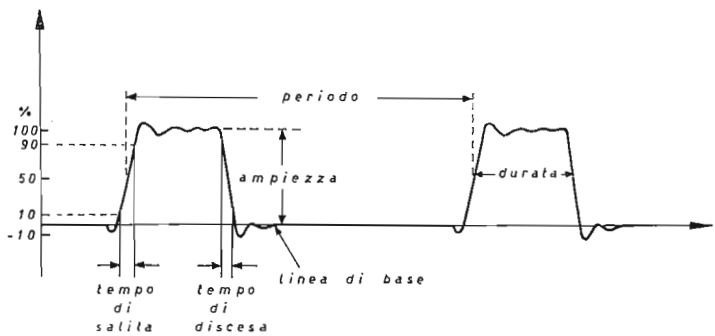


Fig. 7.2.3.1 Definizione di alcuni parametri caratteristici di un impulso in un treno di impulsi.

va tenuto presente il fatto che le durate più elevate sono associate nella maggior parte dei casi a tempi di salita non molto rapidi.

e) Ritardo.

Il ritardo è variabile con continuità oppure fisso a seconda che, come si è detto nel precedente paragrafo, esso sia ottenuto per mezzo di un circuito con componenti attivi o per mezzo di una linea di ritardo.

f) Duty Cycle.

Il duty cycle è il rapporto tra la durata dell'impulso e il suo periodo (figura 7.2.3.1), cioè tra la durata dell'impulso e l'inverso della frequenza di ripetizione. Il suo valor massimo dipende sostanzialmente dal tempo morto dei circuiti a scatto e dalla massima potenza media dissipabile sull'ultimo stadio di amplificazione.

7.3 Generatori speciali

Nella maggior parte delle applicazioni elettroniche i generatori di segnali sinusoidali e di impulsi rettangolari sono perfettamente sufficienti per la calibrazione e la messa a punto dei circuiti. In alcuni casi però (in particolare nelle applicazioni mediche e nella costruzione e impiego dei calcolatori elettronici analogici) è necessario disporre di forme d'onda più complesse. Esse vengono generalmente ottenute dalla composizione di onde sinusoidali, onde quadrate, segnali a velocità di salita costante e segnali triangolari che sono forniti da uno stesso generatore.

7.4 Descrizione di alcuni strumenti

a) Oscillatore ad audiofrequenza Hewlett-Packard 200 CD.

Lo strumento mostrato in figura 7.4.1, il cui schema è quello di un oscillatore a ponte di Wien (cfr. 3.9.4.2), si estende in realtà assai oltre le frequenze audio propriamente dette, perché copre la banda tra 5 Hz e 600 KHz. Questo fatto lo rende particolarmente adatto ad esempio

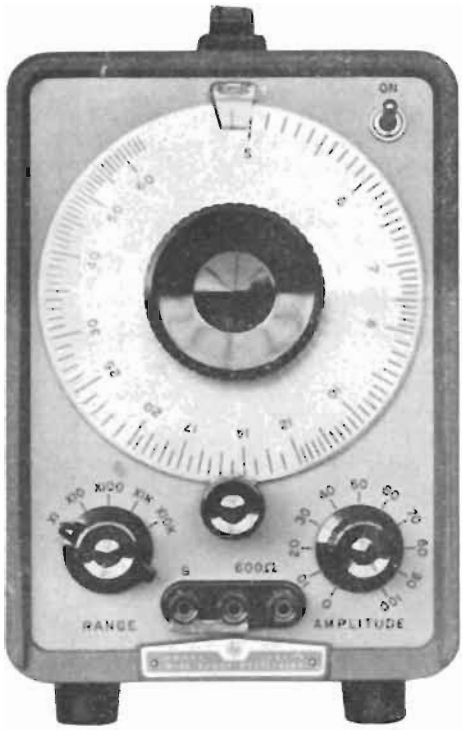


Fig. 7.4.1 Oscillatore ad audiofrequenza Hewlett-Packard 200 CD.

per la prova di servosistemi, le misure di risonanza di altoparlanti, il comando di generatori di impulsi. La frequenza è calibrata con una precisione del 2% e la massima potenza di uscita è 160 mW su 600 ohm.

b) Generatore di segnali campione General Radio 1001 A.

Lo strumento mostrato in figura 7.4.2 è particolarmente utile per determinare il corretto funzionamento di ricevitori o altri dispositivi a radiofrequenza. Un oscillatore di Hartley (cfr. 3.9.2.3) fornisce segnali sinusoidali di frequenza variabile tra 5 KHz e 50 MHz ($\pm$ 1%) e di ampiezza variabile tra 0,1 μV e 2 V; tali segnali possono venire modulati fino all'80% (l'indice di modulazione è indicato da uno strumento collegato a un raddrizzatore a cristallo) da un oscillatore interno a 400 Hz o 100 Hz o da una sorgente esterna. Lo strumento può servire anche come oscillatore a spazzolamento se il comando di frequenza viene collegato meccanicamente a un appropriato dispositivo esterno.

c) Generatore di impulsi EH 132 A.

Lo strumento mostrato in figura 7.4.3 è un versatile generatore di impulsi da laboratorio. Sono particolarmente importanti la possibilità di variare il tempo di salita, l'elevata potenza di uscita e le durate ottenibili. L'ingresso « Gate Input » permette di interrompere il treno di impulsi nel modo indicato in figura 7.4.4; a questo scopo sono necessari segnali negativi (ampiezza minima 5 V).

Le caratteristiche dello strumento sono le seguenti:

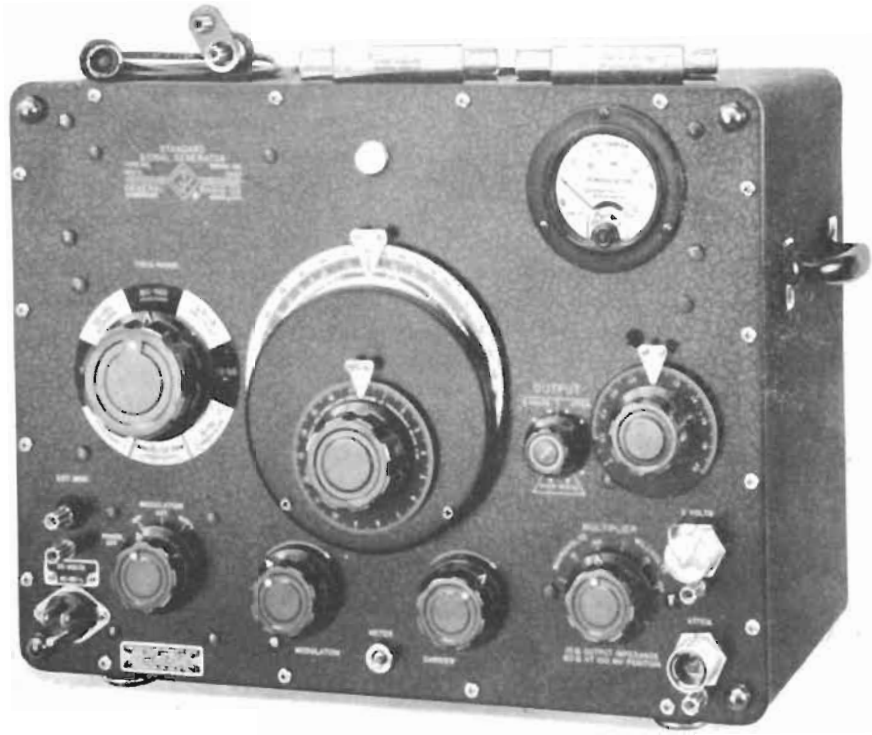


Fig. 7.4.2 Generatore di segnali campione General Radio 1001 A.

Frequenza di ripetizione: da 5 impulsi/secondo a $3{,}5\ 10^6$ impulsi/secondo; è possibile il comando dall'esterno con impulsi negativi (— 4 V).

Tempo di salita: variabile con continuità da 10 a 100 ns.

Ampiezza massima: 50 V su 50 ohm.

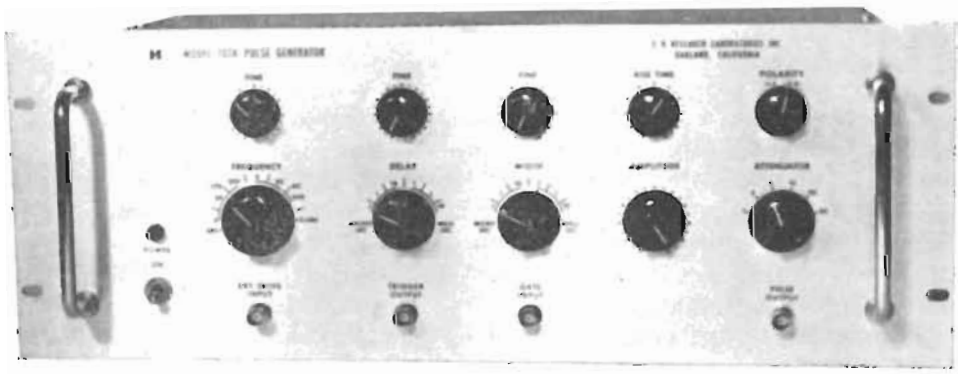


Fig. 7.4.3. Generatore di impulsi EH 132 A.

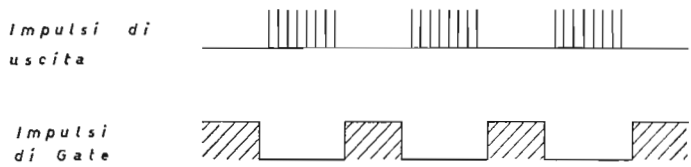


Fig. 7.4.4 Funzione del « gate » in un generatore di impulsi.

Durata: da 100 ns a 10 ms.

Ritardo: da 100 ns a 10 ms.

Duty Cycle: 24% a 50 V, 50% a 25 V (la corrente media non può superare 250 mA). Esiste un limitatore automatico che previene l'eventualità di un sovraccarico.

d) Generatore di impulsi EH 120 D.

Questo strumento, mostrato in figura 7.4.5, è un generatore di im-

Fig. 7.4.5 Generatore di impulsi EH 120 D.

pulsi rapidi a due uscite. Il breve tempo di salita e l'elevata frequenza di ripetizione ne fanno uno strumento di grande importanza nelle misure su diodi, transistori rapidi, cavi coassiali, trasformatori per impulsi e circuiti rapidi in generale. La frequenza di ripetizione può anche venire stabilita dall'esterno e il treno di impulsi può venire interrotto da un segnale di « gate » (— 5 V). Le principali caratteristiche di questo strumento sono le seguenti:

Frequenza di ripetizione: da 100 impulsi/secondo a $2 \cdot 10^7$ impulsi/secondo.

Tempo di salita: 0,7 ns a 10 V, 1,2 ns a 20 V.

Ampiezza massima: 20 V (negativi) su 50 ohm (due uscite indipendenti)

Durata: da 10 ns a 100 ns.

Ritardo: 120 ns, fisso.

Duty Cycle: 15%. È prevista una protezione contro i sovraccarichi. All'uscita è presente un attenuatore con attenuazione variabile con continuità tra 0 e 10.

7.5 Esercizi

1. *Disegnare un diagramma a blocchi della disposizione strumentale necessaria per calibrare la frequenza di un generatore di segnali sinusoidali per mezzo di un oscilloscopio, descrivendo il procedimento di calibrazione.*

2. *Avendo a disposizione gli strumenti mostrati in* fig. 7.4.1 *e* 7.4.5 *descrivere le connessioni necessarie ad ottenere* 10 *impulsi quadrati al secondo. Qual è la massima durata degli impulsi ottenibili?*
È possibile, usando gli stessi strumenti, ottenere 50 « *treni* » *al secondo* (figura 7.4.4) *di* 200 *impulsi ciascuno? In caso affermativo descrivere la disposizione degli strumenti. Qual è la massima durata di ciascun impulso in un treno?*

3. *Volendo misurare il tempo di salita degli impulsi provenienti dal generatore mostrato in* figura 7.4.3, *quale tra gli oscilloscopi descritti nel* cap. 3 *è opportuno usare?*
Usando lo stesso oscilloscopio per misurare il tempo di salita del generatore mostrato in figura 7.4.5 *è necessario effettuare qualche correzione al tempo di salita letto sullo schermo? In quest'ultimo caso è sempre possibile risalire con certezza al valore vero?*

Appendice - Norme C.E.I.

Il C.E.I. (Comitato Elettrotecnico Italiano) ha intrapreso ormai da molti anni la pubblicazione, a cura dell'Associazione Elettrotecnica Italiana, di norme relativo agli apparati elettrici per quanto riguarda le caratteristiche costruttive e di funzionamento e i criteri di collaudo di tali dispositivi; una serie di fascicoli, facilmente reperibili, è dedicata anche a molti dei metodi di misura trattati nel presente volume.

È evidente la grande importanza di questa unificazione, particolarmente per quanto riguarda la possibilità di eseguire un controllo uniforme della qualità e di avere un criterio per eventuali perizie.

Poiché tali norme vengono seguite dai costruttori di strumenti di misura, sembra opportuno specificare qui, per una più immediata possibilità di consultazione, il significato di alcuni simboli e notazioni convenzionali che si trovano frequentemente sui quadranti degli strumenti descritti nel capitolo 2.

Tabella A 1 *Classi di precisione*

Classe dello strumento	*Limite di errore*	
0,2	± 0,2	% della portata nominale
0,5	± 0,5	
1,0	± 1,0	
1,5	± 1,5	
2,5	± 2,5	

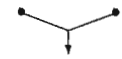
Per portata nominale si intende quella parte della scala (specificata dal costruttore) nella quale lo strumento deve soddisfare alle prescrizioni di precisione della sua classe.

Tabella A 2 *Segni grafici per i quadranti degli strumenti di misura.*

	A. – *Tipi di strumenti di misura*	
1	A magnete fisso e bobina mobile	
2	A magnete fisso e bobina mobile come misuratore di rapporto	
3	A ferro mobile	

segue tabella A 2

A. – *Tipi di strumenti di misura*

4	A ferro mobile come misuratore di rapporto o come strumento differenziale	
5	Elettrodinamico	
6	Elettrodinamico come misuratore di rapporto	
7	Elettrodinamico con ferro	
8	Elettrodinamico con ferro, come misuratore di rapporto	
9	A induzione	
10	A induzione come misuratore di rapporto o differenziale	
11	Termico, a filo caldo	
12	Termico, a lamina bimetallica	
13	Elettrostatico	
14	A lamelle vibranti	
15	Termocoppia	
16	Strumento a bobina mobile a termocoppia	
17	Termocoppia isolata	
18	Strumento a bobina mobile, con termocoppia isolata	
19	Raddrizzatore	
20	Strumento a bobina mobile con raddrizzatore	

segue tabella A 2

	B. – *Circuiti nei quali lo strumento può essere inserito*	
21	A corrente continua	
22	A corrente alternata	
23	A corrente continua ed alternata	
24	Trifase a tre fili equilibrato (strumenti con un circuito ampermetrico ed uno o due circuiti voltmetrici)	
25	Trifase a tre fili, carico non equilibrato (strumenti con due circuiti ampermetrici e due voltmetrici)	
26	Trifase a quattro fili, carico non equilibrato (strumenti con tre circuiti ampermetrici e tre voltmetrici, ed equivalenti)	
	C. – *Simboli diversi*	
27	Strumento da usare col quadrante verticale	
28	Strumento da usare col quadrante orizzontale	
29	Strumento da usare col quadrante inclinato	
30	Angolo d'inclinazione (indicazione facoltativa)	
31	Dispositivo di regolazione dello zero (in corrispondenza del comando del dispositivo di regolazione)	
32	Tensione di prova: 500 V	
	2000 V	
	5000 V	
	9000 V	

Indice analitico

a

accuratezza, 2
ampere internazionale, 8
amperometri, metodo dei tre, 34
amperometro a ferro mobile, 17
— a filo caldo, 18
amplificatore differenziale, 26
— orizzontale, 51
— verticale, 50
analisi armonica, 125
analizzatori d'onda, 125
attenuatori, 127
amplificatori, 125

b

battimenti, metodo dei, 80, 112
bel, 9
blanking, 51
bolometrico, metodo, 26

c

calibratore, 61
calorimetrico, metodo, 38
capacità, campioni di, 80
—, misure di, 69
— parassite dei diodi, 94
— parassite dei triodi, 94
— parassite di una bobina, 75
caratteristiche statiche dei diodi, 91
— statiche dei triodi, 92
cavi coassiali, 83
chopper, 27, 44
circuito porta, 117
condensatori a cavità, 115
conteggio, metodi di, 111
CRT, 47

d

decibel, 9
demodulazione, 123
discriminatori di fase, 122
distorsione di fase, 127
—, misuratori di, 125
duty cycle, 139

e

elettrometro, 21
— a quadranti, 21

emissione, misure di, 94
errore assoluto, 4
— casuale, 2
— di parallasse, 5
— relativo, 4
— sistematico, 2
eterostatico, metodo, 23

f

fattore di potenza, 39
— di potenza, misuratore di, 39
fili di Lecher, 115
fotometrico, metodo, 38
frequenza, campioni di, 105
— di ripetizione, 137
— di risonanza, 114
— di taglio inferiore, 52
— di taglio superiore, 52
frequenzimetri, 106
— elettronici, 110

g

galvanometro a bobina mobile, 10
— a vibrazione, 14
— di D'Arsonval, 10
generatori di impulsi, 135
— di segnali sinusoidali, 133
— speciali, 139
grid dip, 115

i

idiostatico, metodo, 23
induttanza, campioni di, 81
— incrementale, 76
—, misure di, 69
induttori con nucleo di ferro, 76
intermodulazione, 127
interpolazione, metodo di, 113

l

limitatore, 124
Lissajous, figure di, 107, 118

m

marker, 127, 134
Megger, 68
misura indiretta, 3
misure di fase, 117
— di tempo, 115
modulazione di ampiezza, 122
— di frequenza, 124
— di griglia, 108
multimetro, 41
mutua induttanza, 76

n

neper, 9
norme CEI, 144

o

ohmetro, 66
oscillografo, 57
oscilloscopio, 47
— campionatore, 53
— da laboratorio, 49
— per uso generale, 49

p

parametri del circuito equivalente dei transistori, 97
partitore compensato, 55
placchette di deflessione, 48
plug in, 53
ponte a doppio T, 71
— di Campbell, 76
— di Maxwell, 75
— di Owen, 75
— di De Sauty, 78
— di Hay, 75, 110
— di Heaviside-Campbell, 76
— di Kelvin, 69
— di Maxwell-Wien, 74
— di Shering, 78
— di Wheatstone, 68
— di Wien, 78, 109
potenza di uscita, misuratore di, 35
potenziometro, 25
potenziometrico, metodo, 24
precisione, 2
profondità di modulazione, 122

q

Q-metro, 72

r

radiofrequenza, 114
resistenza, campioni di, 81
rettificatore, strumenti a, 19
riflettometrico, metodo, 38
risuonatori a farfalla, 115

s

sampling, 53
sensibilità di lettura, 3, 66
— orizzontale, 52
— verticale, 51
sfasamento, 118
shunt, 12
sonda di corrente, 56
— di tipo attivo, 55
— di tipo passivo, 55
— per oscilloscopi, 55
— per alta tensione, 40
— per la misura del valore picco a picco, 41
— per RF, 40
— per VTVM, 40
sostituzione in parallelo, 73
— in serie, 73
— , metodo di, 68, 71
strumento elettrodinamico, 15
sweep, 127, 134

t

termocoppia, strumenti a, 18
terra di Wagner, 71
tester, 41
trigger, 50
tubo a raggi catodici, 47

u

unblanking, 51
unità logaritmiche, 9
valore di picco, 6
— efficace, 6
— istantaneo, 6
— medio, 6
— picco a picco, 6
— quadratico medio, 6

v

volt, 8
voltmetrico, metodo per la misura di piccole capacità, 79
voltmetro differenziale, 26
— elettronico, 25
— elettrostatico, 21
— numerico, 29
VTVM, 25

w

watt, 8
wattmetro ad assorbimento, 36
— elettrodinamico, 32
Weston, elemento normale, 9

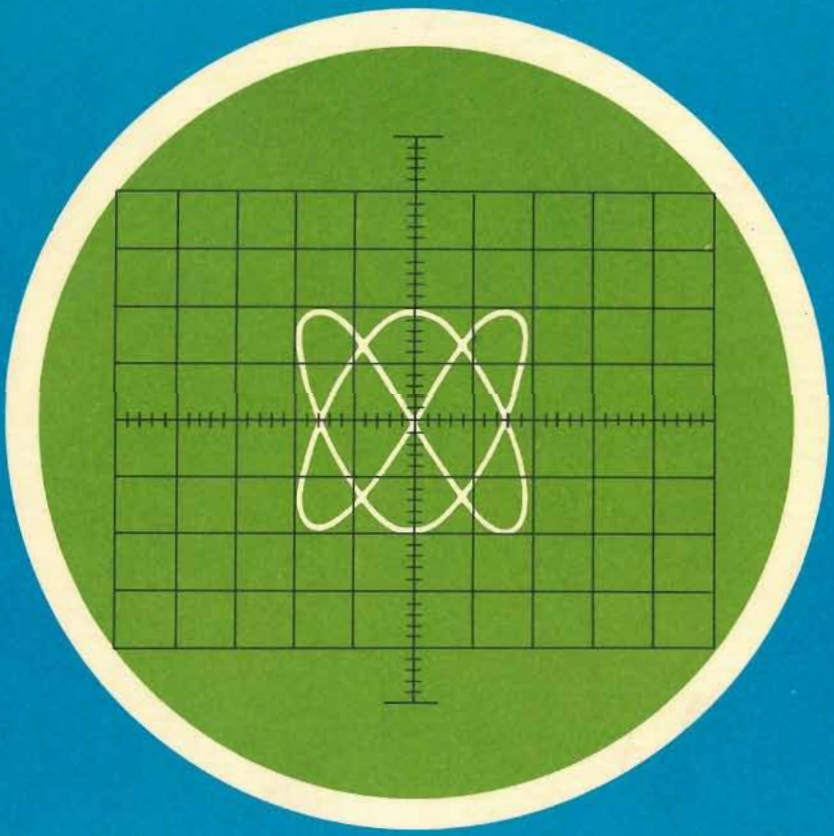
x

XY, 58

z

zero, metodo di, 68

Finito di stampare
nel settembre 1966
presso la STEB - Bologna
Via Stalingrado, 13



Prezzo L. 1700